

# CFO 条件下的 OFDM 子载波调制样式识别方法\*

朱立为<sup>1</sup>,王翔<sup>1</sup>,王焱<sup>1</sup>,王丰华<sup>1</sup>,黄知涛<sup>1,2</sup>

(1. 国防科技大学 电子科学学院, 湖南 长沙 410073; 2. 国防科技大学 电子对抗学院, 安徽 合肥 230037)

**摘要:**提出了一种基于信号幅度分布特征与多次方谱线特征相结合的调制样式识别算法。该算法主要基于正交解调后的正交频分复用子载波信号的幅度分布特征,采用直方图统计的方法实现多进制相移键控和多进制正交幅度调制识别,用多方次谱特征实现多进制相移键控类的调制识别。相比基于经典的高阶累积量的调制识别算法,具有更好的载波频率残留偏差适应能力,在载波频率偏差条件下,提高了调制识别率;相比循环平稳方法,具有更好的信噪比适应能力。仿真实验结果表明了该方法的有效性,相同的识别率下,能适应更低的信噪比。

**关键词:**正交频分复用;调制识别;直方图统计;载波频偏

中图分类号:TN911 文献标志码:A 开放科学(资源服务)标识码(OSID):

文章编号:1001-2486(2023)05-131-09



## Modulation classification method for OFDM subcarrier under carrier frequency offset

ZHU Liwei<sup>1</sup>, WANG Xiang<sup>1</sup>, WANG Yao<sup>1</sup>, WANG Fenghua<sup>1</sup>, HUANG Zhitao<sup>1,2</sup>

(1. College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. College of Electronic Engineering, National University of Defense Technology, Hefei 230037, China)

**Abstract:** A modulation recognition algorithm based on signal amplitude distribution and higher-order spectral characteristics was presented. The algorithm mainly utilized the amplitude distribution of orthogonal frequency division multiplexing subcarrier signal after orthogonal demodulation by inverse Fourier transform, realized multiplexing phase shift key and orthogonal amplitude modulation recognition by histogram statistics, and the modulation order in the multiplexing phase shift key class was recognized by multi-spectral analysis. Compared with the classical modulation recognition algorithm based on high-order cumulant, it has better adaptability to carrier frequency residual deviation, and the recognition rate is improved under the condition of carrier frequency offset. Compared with the cyclostationary method, it has better signal-to-noise ratio adaptability. The simulation results show the effectiveness of this method. Under the same recognition rate, the adaptability is improved. The simulation results show the effectiveness of this method.

**Keywords:** orthogonal frequency division multiplexing; signal recognition; histogram statistics; CFO

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)信号作为一种多载波传输方案,以其高效率的频带利用率和频率可选择性的优点,被广泛应用于军、民用领域。技术便利也给电磁频谱空间的合理合法利用带来不少的挑战。如近些年来,在民用安全防护领域,为了对无人机非法使用的管控,催生了以无人机测控数传信号为目标的非合作接收技术研究,包括信号的检测识别、参数估计、解调及测角定位等技术问题。为了更好地完成频谱管理以及相关非法取证工作,非合作接收系统须完成对 OFDM 信号各子载波

的解调任务。然而完成解调的前提条件是要已知子载波的调制样式,因此研究 OFDM 子载波的调制样式具有重要意义。

针对通信信号调制样式的识别已经有大量学者进行过研究。如文献[1-2]中,采用深度学习的方法来识别 OFDM 信号子载波调制,但深度学习方法比较依赖训练数据的质量,且对信号环境的泛化能力也有待提高。文献[3]中采用高阶累积量的调制识别方法,用两个四阶累积量的  $C_{40}$  和  $C_{42}$  的比值作为特征参数  $F$  来识别单载波信号的调制样式。但对多载波 OFDM

\* 收稿日期:2021-09-02

基金项目:湖南省自然科学基金创新群体资助项目(2019JJ10004)

作者简介:朱立为(1985—),男,湖南郴州人,博士研究生,E-mail:iendwin@163.com;

黄知涛(通信作者),男,湖北荆州人,教授,博士,博士生导师,E-mail:taldcn@yahoo.com.cn

信号,特征参数  $F$  并不满足其分布规律,因而无法适用。文献[4]也提出四阶累积量和六阶累积量之间的比值参数特征  $F$  来分类识别 OFDM 子载波调制样式,仿真发现,当存在载波偏差时,特征  $F$  的分布规律变化较大,因而失效。文献[5]将信号的多次方谱与深度学习相结合的方法来识别数字调制信号的调制样式,该方法用信号多次方谱作为训练和识别的输入,但四阶相移键控 (quadrature phase shift keying, QPSK) 与 16 阶正交幅度调制 (16th order quadrature amplitude modulation, 16QAM) 的多次方谱特征十分的接近,易导致错误识别,因此不太适用于 OFDM 信号子载波调制样式的识别。而文献[6]基于解调星座图的方法,识别时需要估计信号星座图,在未知信号调制样式的情况下下去获得星座图,往往十分困难。

本文采用 OFDM 正交解调抽取后的基带波形的幅度分布特征和多次方谱线特征,结合统计差分的方法完成子载波调制样式的识别。该方法只采用基带波形的幅度分布特征,并不需要解调星座图,因此也不需要精确的载波同步,同样本方法也可以适应单载波信号。本文针对 OFDM 子载波两簇常用调制样式展开分析识别,即相移键控 (phase shift keying, PSK) 系列二阶相移键控 (binary phase shift keying, BPSK)、四阶相移键控、八阶相移键控 (8th order phase shift keying, 8PSK) 调制,及正交幅度调制 (quadrature amplitude modulation, QAM) 系列的 8 阶正交幅度调制 (8th order quadrature amplitude modulation, 8QAM)、16QAM。

### 1 信号模型

OFDM 作为另一种多载波传输方案,与一般多载波传输 (frequency multiple transmission, FMT) 方案最大不同就是正交子载波频谱相互重叠的带宽效率的提升,而子载波的正交性是由正反傅里叶变换来实现的<sup>[7-8]</sup>。

原始信息的符号流经串/并转换后,生成  $N$  个并行符号流,被不同的子载波调制后,利用反傅里叶变换实现 OFDM 传输,变换到指定的信号射频,经过发射机发送出去。令  $X_l(k)$  表示在第  $k$  个子载波上的第  $l$  个 OFDM 发送符号,  $l = 0, 1, 2, \dots, L-1$ ;  $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。由于串/并转换,  $N$  个符号的传输时间扩展为  $NT_s$ ,  $T_s$  表示符号  $X(k)$  的周期,它是单个 OFDM 符号的持续时间  $T_{\text{sym}}$ ,即  $T_{\text{sym}} = NT_s$ 。令  $\psi_{l,k}(t)$  表示在第  $k$  个子载波上的第  $l$  个 OFDM 信号<sup>[9-10]</sup>。

$$\psi_{l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})} & 0 < t \leq T_{\text{sym}} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

得到基带时间连续的 OFDM 信号表达式:

$$x(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) \psi_{l,k}(t) \quad (2)$$

对式(2) OFDM 基带信号进行采样,令  $t = lT_{\text{sym}} + nT_s$ ,  $T_s = T_{\text{sym}}/N$ ,  $f_k = k/T_{\text{sym}}$ , 可以得到 OFDM 符号的离散时间表达式:

$$x(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi kn/N} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

易得基带 OFDM 接收符号表达式为:

$$s(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})} \quad lT_{\text{sym}} < t < lT_{\text{sym}} + nT_s \quad (4)$$

考虑信道的带限情况,则有  $X_l(k) = a_{l,k} g_a(t - lT_s)$  其中,  $g_a(t - lT_s)$  为信号脉冲形状<sup>[10]</sup>。

因此,在加性高斯白噪声条件下的,多载波 OFDM 信号接收模型表达式为:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (5)$$

OFDM 信号的接收过程如图 1 所示。

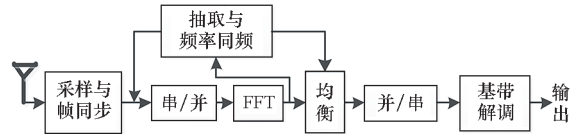


图 1 OFDM 接收框图

Fig. 1 OFDM receiving block diagram

## 2 OFDM 子载波基带幅相特征

由上一节的 OFDM 信号基带接收模型分析可知,对于 OFDM 子载波调制识别的输入为并/串转换后的基带信号。而由于 PSK 和 QAM 原理可知<sup>[11-12]</sup>,PSK 基带调制的幅度基本恒定在某一个值,其调制信息主要体现在相位的变化上;而对于 QAM 基带,其调制信息不但体现在相位变化上,也体现在幅度变化上。所以下面对 OFDM 信号子载波幅相特征进行详细分析。

### 2.1 子载波幅度特征分析

本文假设所有 OFDM 子载波已经过反傅里叶变换正交解调和并/串转换,同时也不关注信道均衡等。

并/串转换后 OFDM 信号所有子载波基带为:

$$R(k) = X(k) + W(k) = \sum_{l=0}^{L-1} X_l(k) + W(k)$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{l=0}^{L-1} a_{l,k} g_a(t - lT_s) + W(k) \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} a s_l(k) e^{j2\pi f_d l T_s} + W(k) \quad (6)
 \end{aligned}$$

式中:  $n=0,1,2,\dots,N-1$ , 其中  $N$  为逆离散傅里叶变换 (inverse discrete Fourier transform, IDFT) 点数, 也等于 OFDM 基带子载波个数;  $a_{l,k}$  为第  $k$  个子载波的第  $l$  个符号的基带波形;  $g_a$  为码元成形函数;  $a$  为基带码元幅度。同时,  $f_d$  为残留载波,  $W(k)$  为高斯白噪声<sup>[13]</sup>。如果考虑定时同步时信号时延引起的相位偏差  $\phi$ , 则式 (6) 可以改为式 (7)<sup>[14]</sup>。

$$R(k) = \sum_{l=0}^{L-1} a s_l(k) e^{j2\pi f_d l T_s + \phi} + W(k) \quad (7)$$

假设 OFDM 的子载波调制为 PSK 或 QAM 类调制, 则  $s_l(k)$  中任意数据子载波  $s(k)$  可定义为<sup>[15]</sup>:

$$s(k) = A_m \exp\left[j\left(2\pi \frac{n'}{n_m} + \theta_m + \theta_d + \phi\right)\right] \quad (8)$$

其中:  $n'$  取值在  $[0, n_m - 1]$  之间, 跟传输的信息有关,  $n' = 0, \dots, n_m - 1$  ( $m = 0, \dots, M - 1$ ),  $M$  为基带信号幅度值的个数,  $n_m$  为具有相同幅度值  $A_m$  (复信号的模, 或者说复平面上信号点到原点的距离) 的符号个数; 各个符号的相位不同  $\theta_m$ , 同时存在由载波残留引起的相差  $\theta_d$  和定时同步时信号时延相位偏差  $\phi$ 。

子载波调制样式为 16QAM 时,  $M = 3$ ,  $n_0 = 4$ ,  $n_1 = 8$ ,  $n_2 = 4$ , 理论上具有三个标称幅度值  $R_0, R_1, R_2$ , 具有以下关系:

$$\begin{cases} R_2/R_0 = 3 \\ R_1/R_0 = \sqrt{5} \end{cases} \quad (9)$$

其他 QAM 调制方式以此类推。而 PSK 类的调制, 由于只调相, 所以其基带幅度只有一个值  $R$ 。

### 2.2 子载波基带信号多次方谱分析

前面已经推导了 OFDM 子载波的幅度特征, 下面简要分析其相位特征。

先假设只传输单用户信息的情况, 即一路原始信息串并转换之后, 经多路子载波传输的方式。

由上一节 OFDM 基带模型分析可知, 其子载波基带相位可以表示为式 (10) 的形式<sup>[16]</sup>。

$$\theta = \theta_m + \theta_d + \phi = \frac{2\pi}{M} m + 2\pi f_d t + \phi \quad (10)$$

式中:  $m = 0, 1, \dots, M - 1$ ;  $\theta_d, \phi$  为相位偏差, 对于 OFDM 信号一帧时间内,  $f_d, \phi$  可以近似固定。因此子载波基带信号的多次谱可以表示为式 (11)

的形式<sup>[17-18]</sup>。

$$\begin{aligned}
 F(s^x) &= F\{A_m^x [\exp(j\theta)]^x\} \\
 &= \sum_n g^x(k - nT) \exp\left[\left(\frac{2\pi}{M} m + 2\pi f_d t + \phi\right)x\right] \quad (11)
 \end{aligned}$$

当  $x = M$  时, 则有:

$$\begin{aligned}
 F(s^x) &= F\{A_m^x [\exp(j\theta)]^x\} \\
 &= \sum_n g^x(k - nT) \exp(2\pi M f_d t + M\phi) \quad (12)
 \end{aligned}$$

因此, 对于多阶相移键控 (multi phase shift keying, MPSK) 调制的 OFDM 子载波基带信号, 在其阶数  $M$  次方谱上会出现冲激谱线。对于多阶正交幅度调制 (multi quadrature amplitude modulation, MQAM) 调制子载波基带信号的谱线特征, 其推导过程类似, 但几次方谱中出现的冲激谱线与 MPSK 有区别, 后续仿真验证。

### 3 调制样式识别的前提条件与识别策略

通过总结上一节对 OFDM 子载波基带信号幅度和多次方特征分析, 初步确定了识别算法的方案, 即用幅度分布实现调制大类的区别, 结合多次谱实现调制阶数的识别。首先对本算法的前提条件做相关必要说明。

1) 假设已经完成了 OFDM 的帧同步和定时, 获取到了 OFDM 单个帧基带信号。

2) 单个 OFDM 帧时间范围内, 接收机载波频率偏差 (carrier frequency offset, CFO) 为均匀分布。

OFDM 子载波调制样式识别策略的流程如图 2 所示。

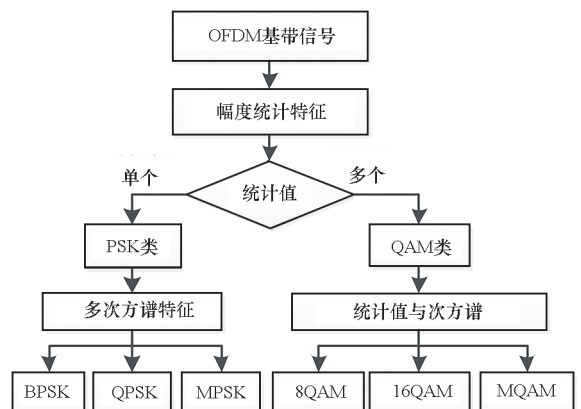


图 2 OFDM 子载波调制样式识别流程图

Fig. 2 Flow chart of OFDM subcarrier modulation pattern recognition

1) 以 OFDM 子载波基带信号作为识别算法的输入, 对信号幅度进行直方图统计。

2) 对信号幅度统计结果进行卡尔曼滤波, 去

除部分噪声引起的偏离;对幅度统计结果曲线进行插值,然后进行差分求导,检测其差分曲线变化来判别其幅度值的数量。

3) 根据幅度数量进行 PSK 和 QAM 两大类调制的识别。

4) 在 PSK 调制类内部,利用多次方谱特征实现调制阶数的识别。

5) 在 QAM 调制类内部,综合利用幅度统计分布情况与多次方谱特征实现调制阶数的识别。

因此,本文通过统计基带信号的幅度分布特征和多次方谱线特征来识别 OFDM 子载波调制。

### 4 仿真分析

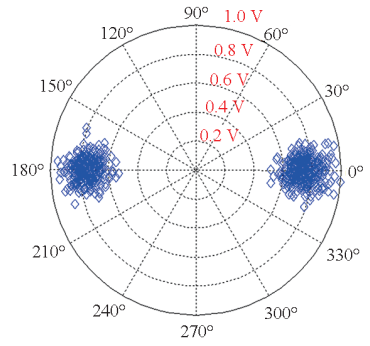
为了验证本文识别策略的可行性及算法时间复杂度,仿真分析设置了四个仿真实验:实验 1 用来验证频率偏差条件下 OFDM 子载波基带信号幅度分布特征和多次方谱特征是否可以作为调制识别的依据;实验 2 用来验证本文算法的调制识别正确率;仿真实验 3 为频率偏差适应能力对比分析;仿真实验 4 为时间复杂度对比分析。

为了验证本文算法对 OFDM 信号子载波调制样式的识别性能,仿真时采用正确识别率作为指标来衡量调制识别性能,定义识别正确率  $R_{MP} = \frac{M}{M_C} \times 100\%$ ,其中,  $M$  为正确识别的次数,  $M_C$  为蒙特卡罗重复试验次数,  $R_{MP}$  为正确识别概率的试验估计值。

#### 4.1 仿真实验 1: OFDM 子载波幅度与谱特征分析

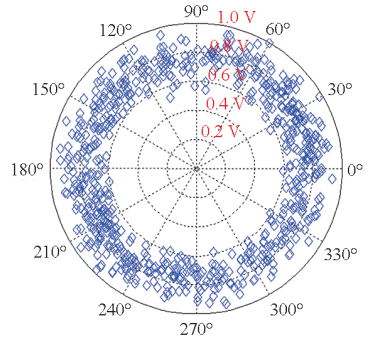
设接收机采样率  $f_s = 10$  MHz,接收机中频频率  $F_c = 0$  MHz,符号速率  $R_b = 1\ 000$  kHz,信号采样点数  $L = 1\ 048\ 576$ ,加入的高斯白噪声信噪比变化范围为  $0 \sim 20$  dB;子载波数为 64,数据载波数为 48,码片时长为  $0.5 \mu s$ ,子载波脉冲成形  $g(t)$  采用平方根升余弦,滚降系数  $\alpha = 0.5$ ,子载波调制样式分别为 BPSK、QPSK、8PSK、8QAM、16QAM,产生多载波 OFDM 中频采样信号。

在信号接收端,正交解调后的 OFDM 子载波基带信号中加入归一化频偏  $f_d/f_s = 0.01$ ,子载波基带信号的幅度分布特征和多次方谱特征如仿真图 3~7 所示。从仿真图 3~5 上可以发现,对于 OFDM 子载波基带数字调制相 (PSK) 信号,幅度在理论值周围成正态分布;从图 6 和图 7 上可知,正交幅度调制 (QAM) 基带信号幅度会在多个理论值周围成正态分布;因此,可以提取这个特征以实现 PSK 与 QAM 信号的分类。



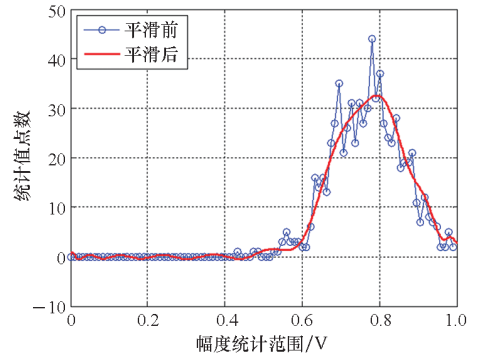
(a) BPSK 无频偏星座图

(a) BPSK no-CFO constellation graph



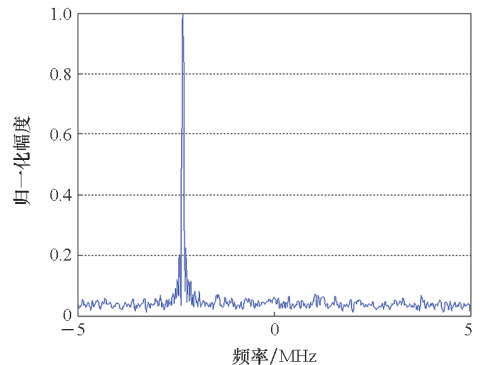
(b) BPSK 归一化频偏 0.01 星座图

(b) BPSK normalized CFO is 0.01 constellation graph



(c) BPSK 幅度分布

(c) BPSK amplitude distribution

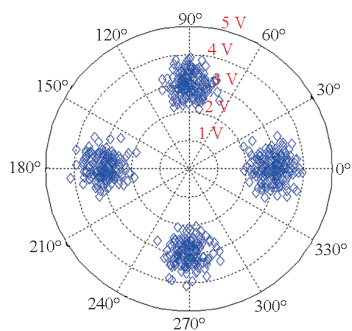


(d) BPSK 二次方谱

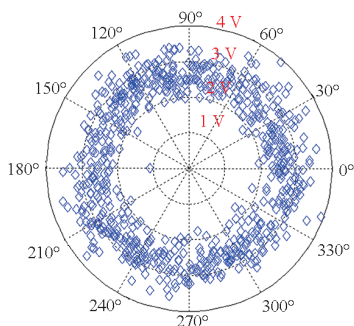
(d) BPSK square spectrum

图 3 载波频率偏差条件下 BPSK 信号幅度分布特征和多次方谱特征仿真图

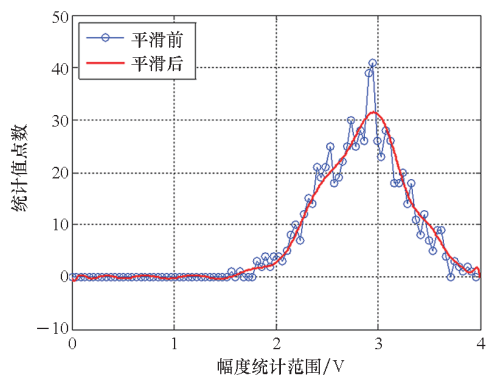
Fig. 3 Simulation diagram of amplitude distribution characteristics and multiple square spectrum characteristics of BPSK signal under carrier frequency deviation



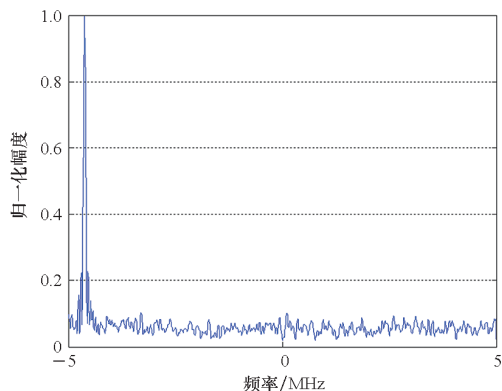
(a) QPSK 无频偏星座图  
(a) QPSK no-CFO constellation graph



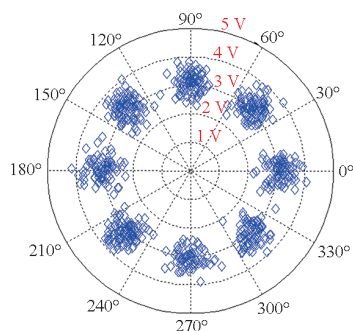
(b) QPSK 归一化频偏 0.01 星座图  
(b) QPSK normalized CFO is 0.01 constellation graph



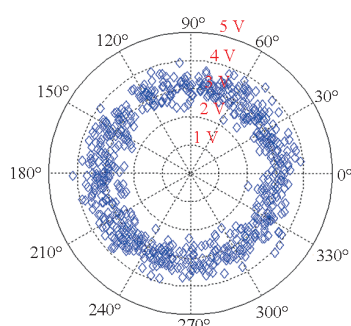
(c) QPSK 幅度分布  
(c) QPSK amplitude distribution



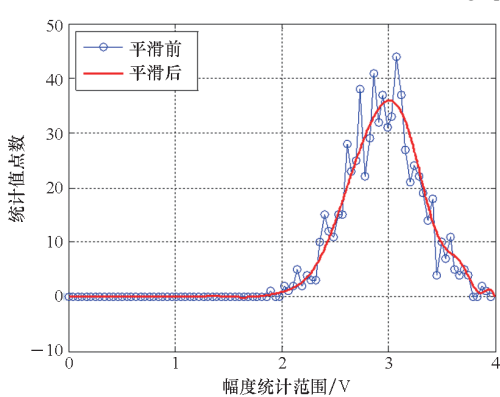
(d) QPSK 四次方谱  
(d) QPSK quartic spectrum



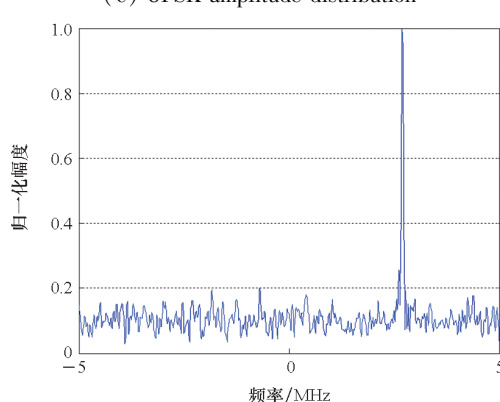
(a) 8PSK 无频偏星座图  
(a) 8PSK no-CFO constellation graph



(b) 8PSK 归一化频偏 0.01 星座图  
(b) 8PSK normalized CFO is 0.01 constellation graph



(c) 8PSK 幅度分布  
(c) 8PSK amplitude distribution



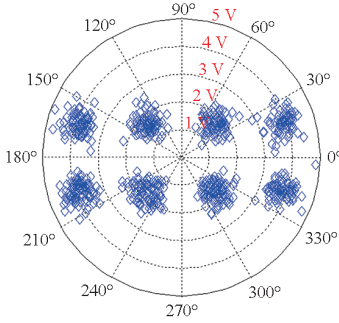
(d) 8PSK 八次方谱  
(d) 8PSK 8th power spectrum

图 4 载波频率偏差条件下 QPSK 信号幅度分布特征和多次方谱特征仿真图

Fig. 4 Simulation diagram of amplitude distribution characteristics and multiple square spectrum characteristics of QPSK signal under carrier frequency deviation

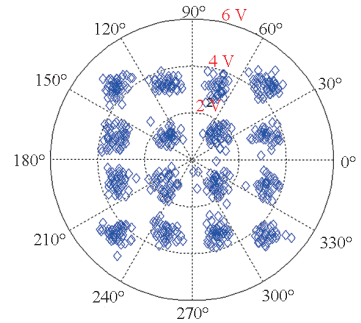
图 5 载波频率偏差条件下 8PSK 信号幅度分布特征和多次方谱特征仿真图

Fig. 5 Simulation diagram of amplitude distribution characteristics and multiple square spectrum characteristics of 8PSK signal under carrier frequency deviation



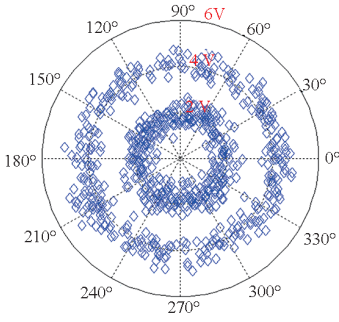
(a) 8QAM 无频偏星座图

(a) 8QAM no-CFO constellation graph



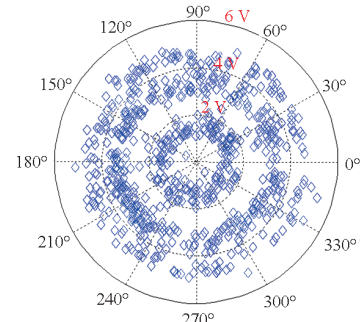
(a) 16QAM 无频偏星座图

(a) 16QAM no-CFO constellation graph



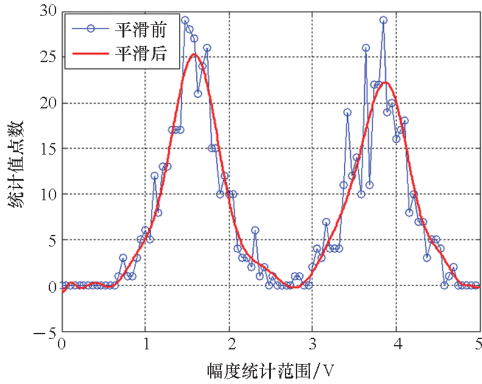
(b) 8QAM 归一化频偏 0.01 星座图

(b) 8QAM normalized CFO is 0.01 constellation graph



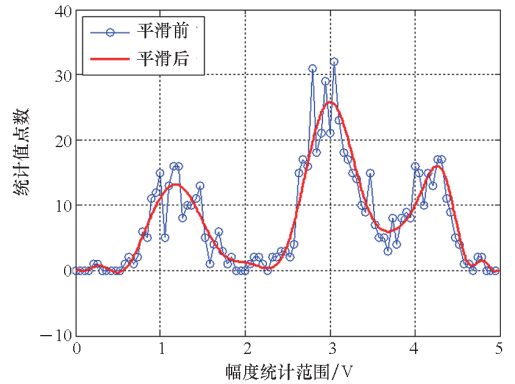
(b) 16QAM 归一化频偏 0.01 星座图

(b) 16QAM normalized CFO is 0.01 constellation graph



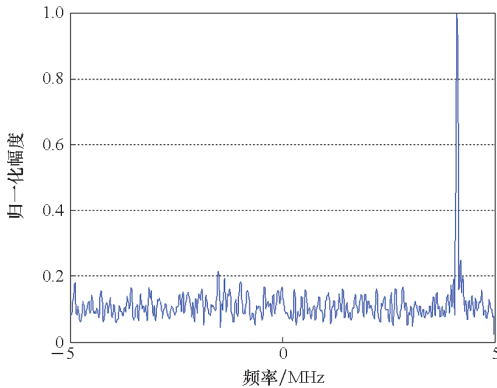
(c) 8QAM 幅度分布

(c) 8QAM amplitude distribution



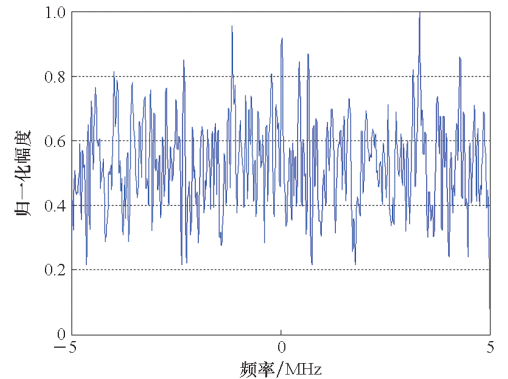
(c) 16QAM 幅度分布

(c) 16QAM amplitude distribution



(d) 8QAM 二次方谱

(d) 8QAM square spectrum



(d) 16QAM 二次方谱

(d) 16QAM square spectrum

图 6 载波频率偏差条件下 8QAM 信号幅度分布特征和多次方谱特征仿真图

图 7 载波频率偏差条件下 16QAM 信号幅度分布特征和多次方谱特征仿真图

Fig.6 Simulation diagram of amplitude distribution characteristics and multiple square spectrum characteristics of 8QAM signal under carrier frequency deviation

Fig.7 Simulation diagram of amplitude distribution characteristics and multiple square spectrum characteristics of 16QAM signal under carrier frequency deviation

另外,PSK 调制类内部的调制阶数  $M$  与其对应的  $M$  次方谱具有的相关性,在仿真图中也得到了验证,所以可以依据这个特征识别其调制阶数  $M$ 。

对于 QAM 类内部调制阶数  $M$ ,除了与其幅度分布情况有对应关系,还与其对应的多次方谱特征具有的相关性,以此可识别 QAM 信号的调制阶数。

### 4.2 仿真实验 2:调制识别率对比仿真分析

仿真参数与仿真实验 1 相关设置一致。

将中频数据的每一帧基带信号加入归一化频偏 0.01 后,作为识别算法的输入。每帧单独识别其调制,每仿真一次计算它们的识别率,每种调制进行 500 次蒙特卡罗仿真,每一次仿真数据中大约包含 157 个完整数据帧。算法各调制样式的识别率如图 8 所示。从图 8 可以看出,本文识别方法在有 CFO 条件下,信噪比  $\geq 5$  dB 时,对各调制样式的识别率基本在 90% 以上,由于 8PSK 调制用到八次方谱,所以对信噪比的适应能力稍差一些。

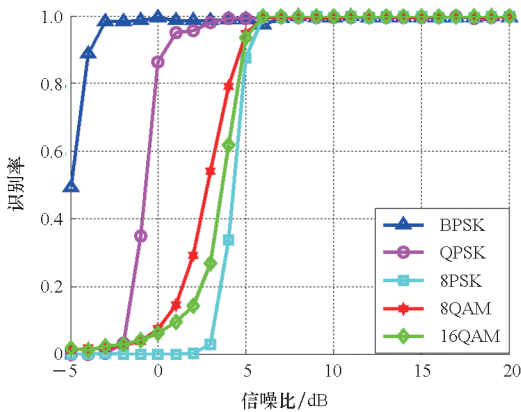
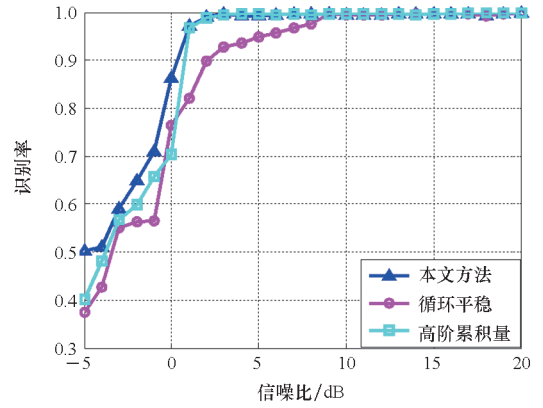


图 8 载波频率偏差条件下本文算法对各调制的识别率  
Fig. 8 Recognition rate of the paper algorithm with CFO

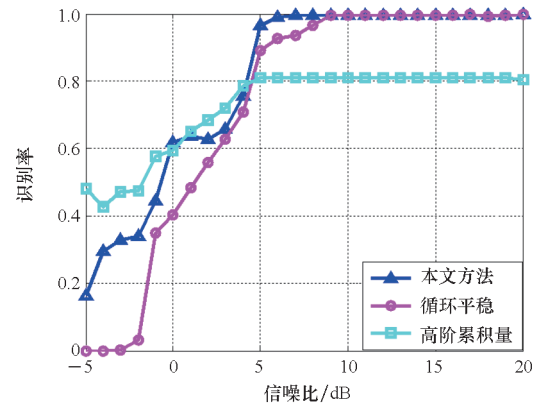
统计本文算法对 PSK 类信号的平均识别率,并与文献[19]用基于高阶累积量的方法以及文献[20]基于循环平稳特性识别方法进行对比,如图 9 ~ 10 所示。从图 9 和图 10 可以看出,本文算法在无载波偏差和有载波偏差条件下,识别率都要优于高阶累积量和循环平稳特性方法。

### 4.3 仿真实验 3:CFO 适应性对比仿真分析

为了验证算法对 CFO 的适应能力,设置了如下仿真条件:归一化频率偏差变化范围为 0 ~ 0.02,间隔 0.002,其他参数设置参照仿真实验 1。算法识别率随载波频率偏差变化曲线如图 11 所示,从图 11 可以看出,当 CFO 小于 0.01 时,三种算法的识别率都在 90% 以上,当 CFO 逐渐增加至 0.02



(a) 无载波频率偏差  
(a) Without CFO



(b) 有载波频率偏差  
(b) With CFO

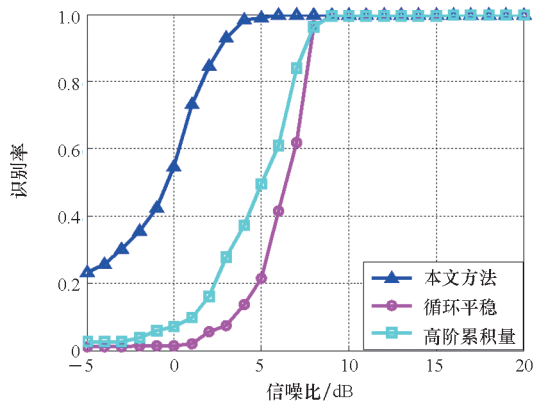
图 9 无载波频率偏差和载波频率偏差条件下 PSK 识别算法对比情况

Fig. 9 Comparison of PSK recognition algorithms without CFO and with CFO

时,循环平稳方法和高阶累积量方法识别率出现较大恶化,而本文算法依然保持较好的识别率。

### 4.4 仿真实验 4:算法时间复杂度仿真分析

为了分析算法的时间复杂度,设置了如下仿真条件:信号的码片数范围为 100 ~ 2 100,间隔



(a) 无载波频率偏差  
(a) Without CFO

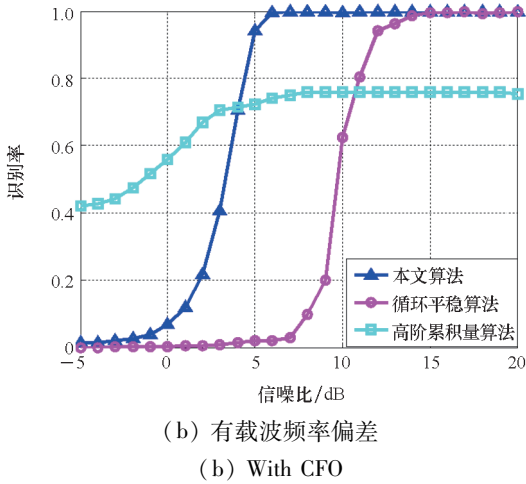


图 10 无载波频率偏差和有载波频率偏差条件下 QAM 识别算法对比情况

Fig. 10 Comparison of QAM recognition algorithms without CFO and with CFO

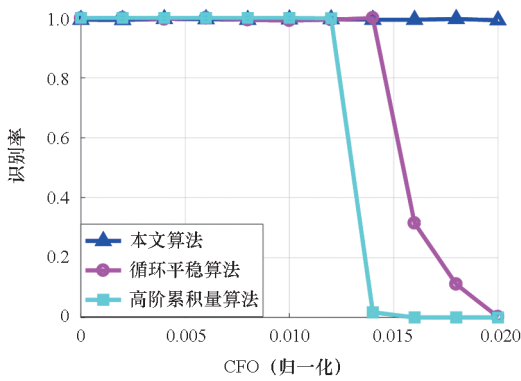


图 11 算法识别率随载波频率偏差变化曲线  
Fig. 11 Variation curve of algorithm recognition rate with CFO

200,其他参数设置参照仿真实验 1。算法时间复杂度随码片数变化曲线如图 12 所示,从图 12 可以看出,随着码片的增加,本文算法与高阶累积量算法的时间复杂度基本保持一致,而循环平稳算法的时间复杂度会显著增加。

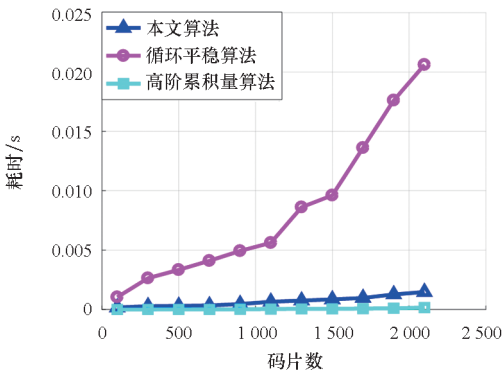


图 12 算法时间复杂度随码片数变化曲线

Fig. 12 Variation curve of algorithm time complexity with chip number

### 5 结论

针对多载波 OFDM 信号子载波调制识别问题,本文提出了一种基于信号幅度分布特征和多次方谱线特征相结合的调制样式识别算法。该算法通过直方图统计幅度分布,并采用卡尔曼滤波对分布曲线去噪,提高了对信噪比的适应能力。通过仿真证明了本文提出的识别算法相比高阶累积量的算法具有较好的抗载波频率偏差能力,在 CFO 条件下,提高了调制识别率;相比循环平稳算法具有更好的噪声适应能力,相同的识别率下,能适应更低的信噪比。

### 参考文献 (References)

- [1] PARK M C, HAN D S. Deep learning-based automatic modulation classification with blind OFDM parameter estimation[J]. IEEE Access, 2021, 9: 108305 – 108317.
- [2] ZHANG L M, LIN C, YAN W J, et al. Real-time OFDM signal modulation classification based on deep learning and software-defined radio [J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(9): 2988 – 2992.
- [3] 张华娣, 楼华勋. MQAM 信号调制方式自动识别方法[J]. 通信学报, 2019, 40(8): 200 – 211. ZHANG H D, LOU H X. Automatic modulation recognition algorithm for MQAM signal[J]. Journal on Communications, 2019, 40(8): 200 – 211. (in Chinese)
- [4] 王雪. OFDM 信号检测与调制识别[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2009. WANG X. OFDM signal detection and modulation identification [D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2009. (in Chinese)
- [5] FU J Q, ZHAO C L, LI B, et al. Deep learning based digital signal modulation recognition[M]// Proceedings of the Third International Conference on Communications, Signal Processing, and Systems, 2015: 955 – 964.
- [6] WU H, YUAN Y J, HUANG Z T, et al. APSK modulation recognition for DVB-S2 using GLRT and radius-constellation under frequency offset [J]. Wireless Personal Communications, 2015, 82(3): 1213 – 1224.
- [7] KOH B S, LEE H S. Detection of symbol rate of unknown digital communication signals[J]. Electronics Letters, 1993, 29(3): 278 – 279.
- [8] SHI M, BAR-NESS Y, SU W. Blind OFDM systems parameters estimation for software defined radio [C]// Proceedings of 2nd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007.
- [9] DANDAWATE A V, GIANNAKIS G B. Statistical tests for presence of cyclostationarity[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(9): 2355 – 2369.
- [10] 蒋清平. OFDM 信号盲估计与识别关键技术研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2010. JIANG Q P. Study on the key technology of blind estimation and identification for OFDM signals [D]. Chongqing: Chongqing University, 2010. (in Chinese)
- [11] WU H, SHA Z C, HUANG Z T, et al. Signal-to-noise ratio estimation for DVB-S2 based on eigenvalue decomposition[J].



- IET Communications, 2016, 10(1): 1-7.
- [12] 樊昌信,曹丽娜. 通信原理[M]. 7版. 北京:国防工业出版社,2015:130-138.  
FAN C X, CAO L N. Principles of communications[M]. 7th ed. Beijing: National Defense Industry Press, 2015: 130-138. (in Chinese)
- [13] 吴皓. 新一代数字卫星广播链路参数获取及干扰适应能力分析[D]. 长沙:国防科学技术大学,2015.  
WU H. Parameter acquisition of new generation DVB link signal and jamming adaptability analysis [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2015. (in Chinese)
- [14] GUPTA R, KUMAR S, MAJHI S. Blind modulation classification for OFDM in the presence of timing, frequency, and phase offsets [C]//Proceedings of IEEE 90th Vehicular Technology Conference, 2019.
- [15] PUENGNIM A, THOMAS N, TOURNERET J Y, et al. Classification of linear and non-linear modulations using the Baum-Welch algorithm and MCMC methods [J]. Signal Processing, 2010, 90(12): 3242-3255.
- [16] 张贤达,保铮. 通信信号处理[M]. 北京:国防工业出版社,2000.  
ZHANG X D, BAO Z. Communication signal processing[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2000. (in Chinese)
- [17] 邵凯,李慧,周娟红. 基于谱线特征的OFDM与FBMC多载波波形成识别[J]. 电子技术应用,2021,47(6):67-70,76.  
SHAO K, LI H, ZHOU J H. Multi-carrier waveform recognition of OFDM and FBMC based on spectral features[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(6): 67-70, 76. (in Chinese)
- [18] 高新诚. 基于谱特征提取的调制识别算法研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2020.  
GAO X C. Modulation recognition algorithm based on spectral feature extraction [D]. Xi'an: Xidian University, 2020. (in Chinese)
- [19] 黄章斌,杨荣杰. OFDM雷达信号子载波调制方式识别方法[J]. 火力与指挥控制,2022,47(3):111-115,119.  
HUANG Z B, YANG R J. A modulation mode identification method of subcarrier for OFDM radar signals [J]. Fire Control & Command Control, 2022, 47(3): 111-115, 119. (in Chinese)
- [20] 刘明骞. 非合作通信中信号检测及调制识别的关键技术研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2013.  
LIU M Q. Research on signals detection and modulation recognition technologies of non-cooperative communication [D]. Xi'an: Xidian University, 2013. (in Chinese)