

基于决策理论算法的单载波多载波 数字调制识别技术研究*

杨发权¹, 李 赞², 罗中良³

- (1. 佛山科学技术学院电子与信息工程学院, 广东 佛山 528000;
2. 西安电子科技大学 综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071;
3. 惠州学院电子科学系, 广东惠州 516007)

摘 要: 研究基于决策理论算法的单载波多载波无线数字调制信号的特征参数提取与自动识别技术, 提出了适合单载波多载波数字调制识别的决策分类器及相应识别步骤。在瞬时相位提取时, 首次采用去相位折叠算法纠正相位折叠的影响, 提高了特征参数的准确性。仿真结果表明, 该方法取得较好的识别效果, 且系统易于实现, 在信号识别中具有广泛的应用前景。

关键词: 决策理论算法; 单载波多载波数字调制; 特征参数提取; 调制识别

中图分类号: TN 911 **文献标志码:** A **文章编号:** 0529-6579 (2013) 01-0017-06

Research of Identification Technology of Digital Modulated by Single Carrier and Multicarrier Based on Decision Theory Algorithm

YANG Faquan¹, LI Zan², LUO Zhongliang³

- (1. School of Electronic and Information Engineering, Foshan University, Foshan 528000, China;
2. State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xian 710071, China;
3. Department of Electronic Science Huizhou University, Huizhou 516007, China)

Abstract: The characteristic parameter extraction and automatic identification technology of wireless digital signal modulated by single carrier and multicarrier based on decision theory algorithm are researched mainly and then the decision classifier, the identification steps corresponding which suitable for single carrier and multicarrier digital modulation recognition are put forward. A phase folding algorithm to correct the influence of phase folding was first used in instantaneous phase extraction and the accuracy of characteristic parameters was improved. The simulation results show it has good recognition effect, the system is easy to realize and it has a broad prospect of application in the signal recognition.

Key words: decision theory algorithm; digital modulated by single carrier and multicarrier; characteristic parameter extraction; modulation identification

调制识别过程包括信号预处理、特征提取和分类识别等三部分。其中分类器目前采用的主要有树型分类器、SVM 分类器、神经网络分类器等类型^[1-2]。SVM 分类器算法的性能在许多实际应用

中得到了验证, 但是该算法存在训练速度慢、算法复杂以及检测阶段运算量大等缺点^[3-4]; 而神经网络分类器具有强大的模式识别能力, 能够自动适应环境变化, 能较好处理复杂的非线性问题, 而且具

* 收稿日期: 2012-07-11

基金项目: 国家科技重大专项资助项目 (2010ZX03006-002-04); 国家自然科学基金资助项目 (61072070); 教育部博士学科点基金资助项目 (20110203110011); ISN 国家重点实验室自主课题资助项目 (ISN1101002); 高等学校学科创新引智计划 (B08038); 广东省科技计划资助项目 (2011B010200030, 2012B010100038)

作者简介: 杨发权 (1965 年生), 男, 博士, 副教授; E-mail: yafaquan.fosu@163.com

有较好的稳健性和潜在的容错性,可获得较高的识别率,但对于所需要隐含层的层数以及每层包含的神经元的个数,目前还没有确定的方法来选择,只能根据具体情况手工设置;此外对神经网络分类器类别和学习规则的选取都是值得考虑的问题;神经网络分类器比较依靠样本数量,而且经常出现学习,欠学习以及局部极小点等问题,这使得神经网络分类器的推广性受到限制^[5-6]。而决策树,也叫树分类器或多级分类器,是模式识别中进行分类的一种有效方法,决策理论识别方法,也就是用概率和符合假设检验的观点研究调制识别从而获得分类器判决准则的方法。特别是对于多类或多峰分布问题,这种方法尤为方便。利用树分类器可以把一个复杂的多类别分类问题转化为若干个简单的分类问题来解决。它不是企图用一种算法、一个决策规则去把多个类别一次分开,而是采用分级的形式,使分类问题逐步得到解决,并且采用决策理论方法的分类器在平均代价函数最小的意义下是最优的^[7-8]。分类器的性能可以由一定信噪比下正确判断的概率表示。但是就是最简单的调制样式分类,最优判决准则公式也是很繁琐的。Nandi 和 Azzouz 提出了一种简化的决策理论方法,该方法直观地或统计地选择特征参数,然后用训练样本集产生判决门限以构造分类器^[9-10]。由于选择的特征参数都可以由常规信号处理方法得到,因此简单可行,适合于各种模拟调制、各种二进制数字调制、模拟-数字混合调制等信号的识别,这些在很多期刊杂志均有介绍^[11],但对于由各种单载波数字调制包括二进制、多进制等数字调制、M 进制正交幅度键控 (MQAM) 及由多载波数字调制如正交频分复用 (OFDM) 等混合在一起的多个数字调制信号调制方式的自动识别介绍得比较少。对于这种单载波、多载波数字调制混合信号的自动识别,本文采用决策理论的算法,从信号的功率谱密度、信号功率谱密度前后差分 and 信号的离散瞬时幅度、瞬时相位、瞬时频率中提取信号统计特征参数,尤其在提取瞬时相位特征参数时,首次采用去相位折叠算法关键技术,纠正相位折叠的影响,提高了特征参数的准确性,从而提高识别率。

1 信号统计特征参数的提取

以决策理论为基础,将接收信号作为样本,研究信号特征参数的提取方法,确定判决门限以及调制方式的判决流程,为调制方式提出自动识别方案。其中信号特征参数提取的准确性是决定自动判

决成功的关键,区分不同的调制方式所需要的特征参数也就有所不同。文中采用区分单载波、多载波类间、类内数字调制特征参数包括:

1) 信号功率谱密度谱峰个数 N_1 、信号功率谱密度前后差分峰值个数 N_2 。

对于多载波 OFDM 系统中,每个符号是多个经过调制的子载波信号之和,其中每个子载波的调制方式通常选择 PSK 或 QAM。若子信道数目为 N ,OFDM 符号的时间宽度为 T ,分配给每个子信道的数据符号为 $d_i (i = 0, 1, \dots, N-1)$ 时,载波频率为 f_c ,则从 $t = t_s$ 开始的 OFDM 符号可以表示为:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_{i+N/2} \exp \left[j2\pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) t \right] \right\} \\ t_s \leq t \leq t_s + T$$

设 $t_s = 0$,则功率归一化的信号的复包络为:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \operatorname{rect} \left(t - \frac{T}{2} \right) \exp(j2\pi f_i t)$$

其中, $\frac{1}{\sqrt{N}}$ 是功率归一化因子, $f_i = f_c + \frac{i}{T}$ 。OFDM

信号的功率谱密度为 N 个子载波上的信号的功率谱密度之和即:

$$|s(f)|^2 = \frac{1}{N} \sum \left| d_i T \frac{\sin(\pi(f-f_i)T)}{\pi(f-f_i)T} \right|^2$$

取 $N = 36$,则 OFDM 信号的功率谱密度如图 1 所示。

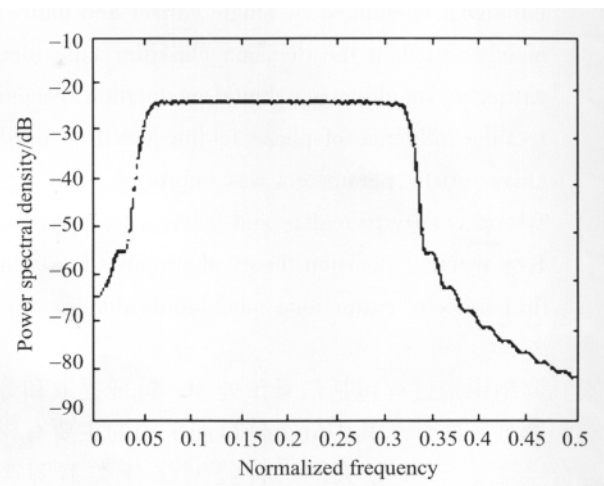


图 1 OFDM 信号的功率谱密度图

Fig. 1 power spectrum density diagram of OFDM signal

图 1 中,横坐标为归一化频率 f_i ,纵坐标为归一化功率谱密度,单位为 dB。由图 1 知:无导频信号的多载波 OFDM 信号幅度谱是一个平顶的谱峰^[12],而单载波数字调制信号除 MFSK 外的幅度

谱也是只有一个谱峰 (类似抛物线的谱峰), 而 MFSK 幅度谱则为 M 个类似抛物线的谱峰, 因而提取信号功率谱密度谱峰个数 N_1 作为特征参数, 以区分单载波调制 (除 MFSK 数字调制包括 2FSK)、多载波 OFDM, 对于除 MFSK 外的单载波数字调制信号和对于无导频信号多载波数字调制信号 OFDM, 信号功率谱密度谱峰个数 N_1 相同, 但是通过对信号进行频域前后差分并取绝对值, 对于无导频信号多载波数字调制信号 OFDM, 由于谱峰是平顶的, 且谱峰边缘陡峭, 故其差分绝对值后变为两个谱峰如图 2 (a) 所示, 对于单载波数字调制如 4QAM, 其谱峰均类似抛物线, 故差分绝对值后参差不齐, 没有规律性如图 2 (b) 所示。

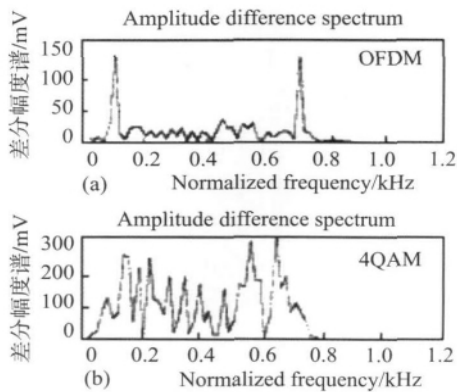


图 2 OFDM 和 4QAM 的的差分幅度谱
Fig. 2 Amplitude difference spectrum of OFDM and 4QAM

从上图知, 对于单载波数字调制和无导频信号多载波数字调制信号可通过提取信号功率谱密度前后差分峰值个数 N_2 作为特征参数加以区分。

2) 信号功率谱密度谱峰宽度 L 及其比值 r 。

对于含有导频信号的多载波 OFDM 数字调制信号, 其幅度谱则有两个谱峰, 且两个谱峰的宽度相差很大如图 3 (a) 所示, 2FSK 虽然也有两个谱峰, 但是它的两个谱峰的宽度基本相同如图 3 (b) 所示:

从图 3 知, 可通过提取谱峰宽度 L 参数及其宽度的比值 r 以区分 2FSK 调制和含有导频信号的多载波 OFDM 数字调制信号。

3) 零中心非弱信号段瞬时相位非线性分量绝对值的标准偏差。

$$\sigma_{ap} = \sqrt{\frac{1}{c} \left[\sum_{a_n(i) > a_t} \phi_{NL}^2(i) \right] - \left[\frac{1}{c} \sum_{a_n(i) > a_t} |\phi_{NL}(i)| \right]^2}$$

式中 a_t 是判断弱信号的一个幅度判决门限电平, c 是在全部取样数据 N_s 中属于非弱信号值的个数,

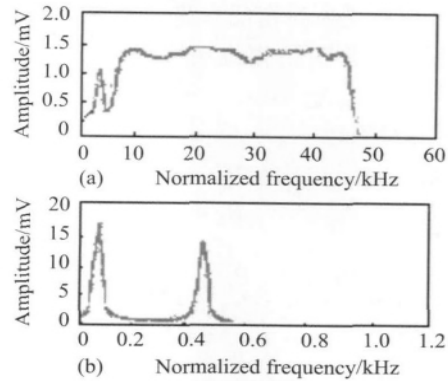


图 3 有导频信号的 OFDM 和 2FSK 的幅度谱
Fig. 3 Amplitude spectrum of OFDM with a pilot signal and 2FSK

$\phi_{NL}(i)$ 是经零中心化处理后瞬时相位的非线性分量, 在载波完全同步时:

$$\phi_{NL}(i) = \varphi(i) - \varphi_0$$

式中 $\varphi_0 = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \varphi(i)$, $\varphi(i)$ 为瞬时相位。但在信号瞬时相位的计算中, 一个实信号的瞬时相位 $\hat{\varphi}(t)$ 将由下式给出:

$$\hat{\varphi}(t) = \Delta f_c t + \varphi(t) \Delta f$$

式中, Δf_c 为收发双方的载频误差, $\varphi(t)$ 反映调制信息的非线性相位分量。由于载频误差以及实际相位计算时是以模 2π 来计算的, 这就使非线性相位分量 $\phi_{NL}(i)$ 的计算复杂化, 即如何从有相位折叠的 $\hat{\varphi}(t)$ 中求出 $\varphi(t)$ ($\phi_{NL}(i) = \varphi(t)$), 因为在有相位折叠的情况下, 即使能准确地估计出载频 (或载频误差 Δf_c) 也无法直接计算出 $\varphi(t)$ 。而必须首先从 $\hat{\varphi}(t)$ 中恢复出无折叠相位 $\varphi(t)$, 再从 $\varphi(t)$ 中减去线性相位成分。为此, 首先计算修正相位序列 $C(i)$:

$$C(i) = \begin{cases} C(i-1) - 2\pi & \text{如果 } \hat{\varphi}(i+1) - \hat{\varphi}(i) > \pi \\ C(i-1) + 2\pi & \text{如果 } \hat{\varphi}(i) - \hat{\varphi}(i+1) > \pi \\ C(i-1) & \text{其它} \end{cases}$$

则无折叠相位 $\phi(t)$ 为

$$\phi(i) = \varphi(i) + C(i)$$

所以非线性相位由下式计算

$$\phi_{NL}(i) = \phi(i) - \frac{2\pi f_c \Delta i}{f_s}$$

4) 零中心非弱信号段瞬时相位非线性分量的标准偏差。

$$\sigma_{dp} = \sqrt{\frac{1}{c} \left[\sum_{a_n(i) > a_t} \phi_{NL}^2(i) \right] - \left[\frac{1}{c} \sum_{a_n(i) > a_t} |\phi_{NL}(i)| \right]^2}$$

式中所用符号与 σ_{ap} 参数定义时相同, σ_{dp} 与 σ_{ap} 的

区别在于后者是瞬时相位非线性分量绝对值的标准偏差,而前者是瞬时相位非线性分量(非绝对值相位)的标准偏差。

5) 谱对称性。

$$P = \frac{P_L - P_U}{P_L + P_U}$$

$$\text{式中 } P_L = \sum_{i=1}^{f_{cn}} |S(i)|^2, P_U = \sum_{i=1}^{f_{cn}} |S(i + f_{cn} + 1)|^2,$$

$$f_{cn} = \frac{f_c \times N_s}{f_s} - 1$$

其中, $S(i) = FFT(s(n))$ 为信号 $S(n)$ 的傅里叶变换(频谱)。 f_c 为载频, f_s 为采样频率, N_s 为采样点数。

6) 零中心归一化瞬时幅度绝对值的标准偏差。

$$\sigma_{aa} = \sqrt{\frac{1}{N_s} \left[\sum_{i=1}^{N_s} a_{cn}^2(i) \right] - \left[\frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} |a_{cn}(i)| \right]^2}$$

式中所用符号与 σ_{ap} 参数定义时相同。

7) 零中心归一化非弱信号段瞬时频率绝对值的标准偏差。

$$\sigma_{af} = \sqrt{\frac{1}{c} \left[\sum_{a_n(i) > a_t} f_N^2(i) \right] - \left[\frac{1}{c} \sum_{a_n(i) > a_t} f_N(i) \right]^2}$$

式中

$$f_N(i) = \frac{f_m(t)}{R_s} f_m(i) = f(i) - m_f, m_f = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} f(i),$$

其中 R_s 为数字信号的符号速率, $f(i)$ 为信号的瞬时频率。

8) 零中心归一化非弱信号段瞬时幅度绝对值的标准偏差。

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{1}{C} \left[\sum_{a_n(i) > a_t} a_{cn}^2(i) \right] - \left[\frac{1}{C} \sum_{a_n(i) > a_t} |a_{cn}(i)| \right]^2}$$

式中所用符号与 σ_{ap} 参数定义时相同。

9) 零中心归一化瞬时幅度的紧致性(四阶矩)。

$$\mu_{42}^a = \frac{E\{a_{cn}^4(i)\}}{\{E[a_{cn}^2(i)]\}^2}$$

10) 零中心归一化瞬时频率的紧致性(四阶矩)。

$$\mu_{42}^f = \frac{E\{f_N^4(i)\}}{\{E[f_N^2(i)]\}^2}$$

2 识别方法与步骤

2.1 识别方法

决策树由一个根节点、一组非终止节点和一些终止节点组成,一个决策树对应于特征空间的一种

划分,它把特征空间分成若干个区域,在每个区域中,某个类别的样本占优势,因此可标以该类样本的类别标签。决策树的一种简单形式是二叉树即指除叶节点外,树的每个节点仅分为两个分支。二叉树结构分类器可以把一个复杂的多类别分类问题化为多级多个两类问题来解决,在每个节点,都把样本集分为左右两个子集。分成的每一部分可能仍然包含多个类别的样本,可以把每一部分再分成两个子集,直至分成的每一部分只包含同一类别的样本,或某一类样本占优势为止。把一个多类别分类问题转化为两类问题的形式是多种多样的,因此,对应的二叉树的结构也将各不相同,目的是要找一个最优的决策树。显然,一个性能良好的决策树结构应该有小的错误率和低的决策代价。但是由于很难把错误率的解析表达式和树的结构联系起来,在每个节点上所采用的决策规则也仅仅是在该节点上所采用的特征观察值的函数,因此,即使每个节点上的性能都达到最优,也不能说整个决策树的性能达到最优。所以在实际问题中,人们往往提出其它一些优化准则,例如极小化整个树的节点数目,或极小化从根节点到叶节点的最大路程长度,或极小化从根节点到叶节点的平均路程长度等,然后采用动态规划方法,力争设计出能最好地满足某种准则的"最优"决策树。若提取的每一个特征参数为 u ,用来区别两个信号子集 A 、 B ,判决规则

是: $x \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} th_x$ 即当信号特征值 x 大于门限值 th 时,

判决为 A 子集中的信号;当 x 小于门限值 th 时,判决为 B 子集中的信号。选择 th 最佳值的准则是使下面的平均概率最大(趋近于 1):

$$P_{av}[th(x)] = \frac{P[A(th(x)/A)] + P[B(th(x)/B)]}{2}$$

式中 $P[A(th(x)/A)]$ 为在已知是 A 子集中的信号条件下,用门限 $th(x)$ 判决是 A 子集的正确概率; $P[B(th(x)/B)]$ 为在已经是 B 子集中的信号条件下,用门限 $th(x)$ 判决是 B 子集的正确概率^[8]。

根据以上决策理论方法,本文对单载波、多载波数字调制方式进行识别,实验中单载波数字调制选择 2ASK、4ASK、2PSK、4PSK、2FSK、4FSK、4QAM,多载波数字调制选择 OFDM,识别算法流程如图 4 所示。

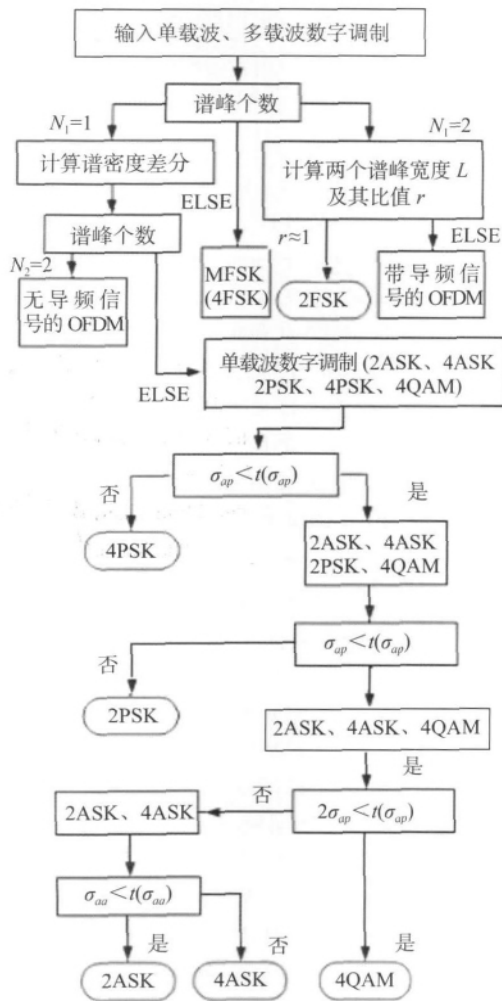


图 4 单载波、多载波数字调制识别算法流程图

Fig. 4 Recognition algorithm flow chart of modulated by single carrier and multicarrier

2.2 识别步骤

STEP1: 对输入的单载波、多载波数字调制信号, 通过提取输入信号的功率谱密度谱峰个数 N_1 作为特征参数, 当 $N_1 = 1$ 时识别为除 MFSK 外的单载波调制或无导频信号的多载波 OFDM 调制信号; 当 $N_1 = 2$ 为 2FSK 或带导频信号的多载波 OFDM 调制信号。 N_1 为其它值时识别为 MFSK 信号。

STEP2: 对识别为单载波调制 (除 MFSK 外) 或无导频信号的多载波 OFDM 调制信号, 通过提取谱密度差分谱峰个数 N_2 作为特征参数, 当 N_2 为 2 时识别为无导频信号的多载波 OFDM 调制信号; 当 N_2 为其它值时识别为除 MFSK 外的单载波调制。

对 2FSK 或带导频信号的多载波 OFDM 调制信号, 通过提取两个谱峰的宽度 L 及两谱峰宽度的比值 r 作为特征参数, $r \approx 1$ 识别为 2FSK, 其它值为带导频信号的多载波 OFDM 调制信号。

对于多种 MFSK 信号, 可计算待识别信号的零中心归一化非弱信号段瞬时频率绝对值的标准偏差 σ_{af} , 与门限 $t(\sigma_{af})$ 比较进行识别, 文中仿真实验 MFSK 只选用 2FSK、4FSK 两种。

STEP3: 对除 MFSK 外的单载波调制 (包括 2ASK、4ASK、2PSK、4PSK、4QAM 等) 信号, 计算待识别信号的零中心非弱信号段瞬时相位非线性分量绝对值的标准偏差 σ_{ap} , 与门限 $t(\sigma_{ap})$ 比较将 4PSK、2PSK、2ASK、4ASK、4QAM 分为两类, 当 $\sigma_{ap} < t(\sigma_{ap})$ 时, 将信号归为 2PSK、2ASK、4ASK、4QAM, 否则当 $\sigma_{ap} \geq t(\sigma_{ap})$ 时将信号归为 4PSK。

STEP4: 对判别为 2PSK、2ASK、4ASK、4QAM 等类型的信号, 计算待识别信号的零中心非弱信号段瞬时相位非线性分量的标准偏差 σ_{dp} , 与门限 $t(\sigma_{dp})$ 比较, 当 $\sigma_{dp} < t(\sigma_{dp})$ 时, 将其归为 2ASK、4ASK、4QAM; 当 $\sigma_{dp} \geq t(\sigma_{dp})$ 时, 将其归为 2PSK。

STEP5: 对判别为 2ASK、4ASK、4QAM 等类型的信号, 若 $2\sigma_{ap}$ 小于 $t(\sigma_{ap})$ 为 4QAM, 否则为 2ASK、4ASK。

STEP6: 对判别为类 2ASK、4ASK 类型的信号, 计算待识别信号的零中心归一化瞬时幅度绝对值的标准偏差 σ_{aa} , 与门限 $t(\sigma_{aa})$ 比较, 当 $\sigma_{aa} < t(\sigma_{aa})$ 时, 将其归为 2ASK, 当 $\sigma_{aa} \geq t(\sigma_{aa})$ 时将其归为 4ASK。

在决策树中, 用于信号调制识别的特征参数门限值的选取对识别的正确率影响很大, 因此这几个特征门限的选择是识别的关键一环。实验方法如下: 对于每一种特征参数, 将可以用此特征参数加以区分的调制信号作为实验信号。对于每一种实验信号, 计算在某一信噪比时参数取值的分布情况并以其均值作为该信号在该信噪比时的典型值, 然后改变信噪比取值, 再进行如上的实验, 最后, 通过绘制曲线来选取该参数的门限值。

3 仿真结果

仿真参数及条件为: 数字调制载波频率 $f_c = 150$ kHz, 使用随机序列作为调制信号, 符号率 $R_B = 20$ kb/s, 采样速率为 1.2 MHz, 多载波 OFDM 信号采用 36 个子载波, 所有子载波都使用 16QAM 调制方式, 子载波调制速率为 6.25×10^3 波特, 每组信号仿真实验次数取 100 次, 环境为理想加性高斯白噪声信道, 信噪比取 $-2 \sim 10$ dB, 步进为 1 dB。仿真结果如图 5 和图 6 所示。

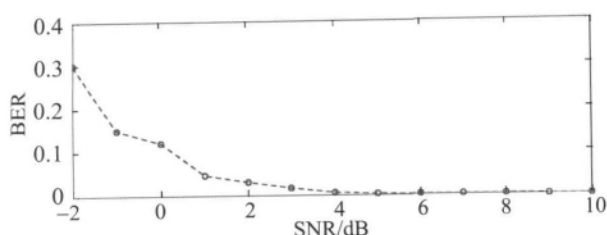


图 5 单载波、多载波数字调制分类识别结果

Fig. 5 Classification recognition results of digital modulated by single carrier and multicarrier

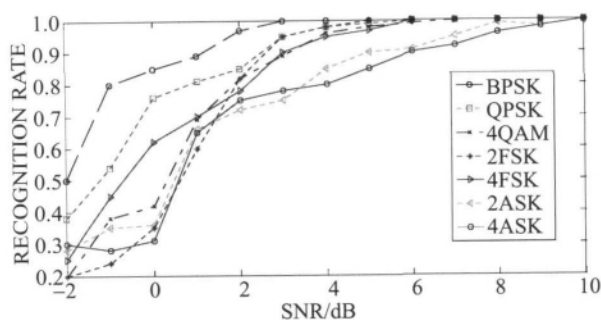


图 6 单载波数字调制识别结果

Fig. 6 Recognition results of digital modulated by single carrier

在图 5 中, BER 为误识别率, 从图 5 知, 当 SNR 大于 1 dB 时, 单载波、多载波 (OFDM) 数字调制方式分类识别正确识别率达 95% 以上。

在图 6 中, 纵坐标为单载波数字调制正确识别率, 当 SNR 大于 5 dB 时, 七种单载波数字调制 (2ASK、4ASK、2PSK、4PSK、2FSK、4FSK、4QAM) 正确识别率平均达 94% 以上。识别效果较好。

4 结 论

文中采用决策理论算法, 提取信号的功率谱密度、信号功率谱密度前后差分、信号的离散瞬时幅度、瞬时相位、瞬时频率的统计特征等参数, 实现对单载波、多载波数字调制方式的自动识别, 在提取瞬时相位特征参数时, 由于采用去相位折叠算法关键技术, 纠正相位折叠的影响, 提高了特征参数的准确性, 因而提高识别率。仿真结果表明: 在 SNR 大于 1 dB 时, 单载波、多载波 (OFDM) 数

字调制方式分类识别正确识别率达 95% 以上, 在 SNR 大于 5 dB 时, 对仿真实验中采用的七种单载波数字调制正确识别率平均达 94% 以上。

参考文献:

- [1] OKA I, FOSSORIER M P C. A general orthogonal modulation model for software radios [J]. IEEE Transaction on Communications, 2009, 54(10): 7-12.
- [2] SUE Jefferson, MENGCHOU Z. Real-time modulation classification based on maximum likelihood [J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12: 132-140.
- [3] 于志明. 无线通信系统中的信号识别技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2010: 32-36.
- [4] DENNIS M L, NANDI K. Semi-blind algorithms for automatic classification for digital modulation schemes [J]. Digital Signal Processing, 2008(1): 209-227.
- [5] COSMIN Cernazanu, STEFAN Holban. A model for determining the number of negative examples used in training a MLP [C]// Innovations in Computing Sciences and Software Engineering 2010: 537-542.
- [6] 杨发权, 李赞, 罗中良, 等. 一种 N 维数据快正交调制及其解调识别方法的研究 [J]. 中山大学学报: 自然科学版, 2012, 51(3): 18-22.
- [7] XU Zhihan, BAI Wenle. A novel blind recognition algorithm for modulated M-QAM Signals [C]// Communications and Mobile Computing of the 2010 International Conference, 2010: 461-465.
- [8] 侯健, 王华奎. 一种基于星座图聚类的 MQAM 识别方法 [J]. 无线电通信技术, 2009(3): 35-38.
- [9] LONG C, CHUGG K, POLYDOROS A. Further results in likelihood classification of QAM signals [J]. in Proc IEEE MILCOM 2008, 94(25): 57-61.
- [10] 艾玲梅, 郭春. 基于组合特征提取与多级 SVM 的轮胎花纹识别 [J]. 计算机工程与应用, 2012, 6: 14-17.
- [11] 熊会元, 宗志坚. 基于凸包的棋盘格角点自动识别与定位方法 [J]. 中山大学学报: 自然科学版, 2009, 48(1): 1-5.
- [12] 张广驰, 江艳敏, 秦家银. OFDM 系统中基于有限反馈的余量自适应比特加载 [J]. 中山大学学报: 自然科学版, 2009, 48(5): 38-41.