

中图分类号:TN971.1

文献标识码:A

文章编号:CN51-1418(2004)06-0003-04

# 利用高阶累积量实现数字调制信号的自动识别

吕新正, 魏平, 肖先赐

(电子科技大学 电子工程学院, 成都 610054)

**摘要:** 通信信号的自动调制识别在截获信号处理方面是一个十分重要的课题。本文针对数字调制信号的识别问题, 提出了一种基于高阶累积量的分类特征, 该特征有效地抑制高斯白噪声的影响, 能实现对2ASK、4ASK、4PSK、2FSK、4FSK等五种数字调制信号的识别。论文进行了理论推导, 并用仿真实验和实际采集数据进行了验证。

**关键词:** 调制识别; 高阶累积量; 截获信号

## Automatic Identification of Digital Modulation Signals Using High Order Cumulants

LV Xin-zheng, WEI Ping, XIAO Xian-ci

(School of Electronic Engineering, UESTC, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** The automatic modulation identification for communication signals is a still important problem in the intercepted signal processing. This paper proposes a new feature based on high order cumulants for the identification of digital modulation signals, which can suppress the Gaussian white noise, and identify five digital modulation signals: 2ASK、4ASK、4PSK、2FSK and 4FSK. This identification is illuminated and verified using simulation experiments and actual sampling data.

**Keywords:** modulation identification; high order cumulants; intercepted signals

### 1 引言

通信信号的调制识别是电子侦察和无线电监控等领域的一个十分重要的课题, 其基本的任务就是在多信号环境和有噪声的条件下确定信号的调制类型以及估计信号的一些参数如载波频率, 波特率等, 从而为后面的信号分析处理提供依据。目前, 通信信号的调制分类方法大致可分为

两大类: 最大似然方法和模式识别方法, 前者判别规则简单, 但检验统计量计算复杂且需要一些先验知识; 后者判别规则复杂但特征提取简单, 易于计算。由于工程上我们需要处理的是截获信号, 先验知识少, 故我们常采用模式识别的方法。由于数字调制信号越来越多地应用于通信信号处理领域, 因此对数字调制信号的识别的研究也越来

越多。K. Assaleh<sup>[1]</sup>利用 AR 模型提取信号的瞬时频率和瞬时带宽, 利用瞬时频率与瞬时带宽的均值与方差实现 FSK 与 PSK 信号的分类; S. Z. Hsue<sup>[2]</sup>利用接收信号过零点的时间间隔统计量与直方图作为特征参数来分类 FSK 与 PSK 信号; K. C. Ho<sup>[3]</sup>则利用小波变换的方法, 利用小波系数作为特征实现 PSK 与 FSK 信号分类; 胡延平<sup>[4]</sup>利用信号包络及包络微分的均值和方差实现 ASK、QAM、PSK、FSK 等信号的识别。

由于高斯白噪声大于二阶的累积量为零, 故高阶累积量的方法有很好的抑制噪声作用。目前, 利用高阶累积量实现通信信号的调制识别研究也越来越多, Swami<sup>[5]</sup>利用四阶累积量实现了 2PSK 信号与 4PSK 信号的调制分类; 陈卫东<sup>[6]</sup>利用四阶累积量实现了 2PSK、4PSK、8PSK 信号的调制识别, 并证明了高阶累积量具有尺度、相位旋转不变的特性, 并可以抑制高斯噪声的影响。本文经过分析发现, 利用高阶累积量同样可以实现 ASK 信号的调制分类, 同时对 FSK 信号的一阶微分后也可以利用高阶累积量实现调制分类。文章分析了利用高阶累积量实现 2ASK、4ASK、4PSK、2FSK、4FSK 五种数字调制信号的分类过程。论文最后给出了实验结果。

## 2 利用高阶累积量实现数字调制信号的分类

被噪声污染的数字调制信号的复数形式可表示为:

$$S(t) = \sqrt{E} \sum_n h_n p(t - nT_s) \exp[j(\omega_c t + \theta_c)] + n(t) \quad (1)$$

其中  $p(t)$  是发送码元波形,  $T_s$  为码元宽度,  $\omega_c$  为载波频率,  $\theta_c$  为载波相位,  $h_n$  为发送码元序列。假设  $n(t)$  为零均值的复高斯白噪声,  $E$  为发送码元波形的能量。

在已达到载波频率、相位、定时同步的前提下, 经下变频后得:

$$S(t) = \sqrt{E} \sum_n h_n p(t - nT_s) \exp(j\theta_c) + n(t) \quad (2)$$

根据数字调制信号的性质, 分别将数字调制信号下变频后的信号表示为:

MASK:

$$S(t) = \sqrt{E} \sum_n a_n p(t - nT_s) \exp(j\theta_c) + n(t), \quad a_n \in \{2m-1-M, m=1, 2, \dots, M\} \quad (3)$$

MPSK:

$$S(t) = \sqrt{E} \sum_n \exp(j\phi_n) p(t - nT_s) \exp(j\theta_c) + n(t), \quad \phi_n \in \{(m-1)\frac{2\pi}{M}, m=1, 2, \dots, M\} \quad (4)$$

MFSK:

$$S(t) = \sqrt{E} \sum_n \exp(j\omega_n t) p(t - nT_s) \exp(j\theta_c) + n(t), \quad \omega_n \in [(2m-1-M)\Delta\omega, m=1, 2, \dots, M] \quad (5)$$

(5) 式中  $\Delta\omega$  为 FSK 信号的频偏, 对于 2FSK 信号的频偏为  $\Delta\omega_2$ , 4FSK 信号的频偏为  $\Delta\omega_4$ 。

### 2.1 高阶累积量的定义

在定义高阶累积量前时, 首先给出高阶矩的定义, 对于一个具有零均值的复随机过程  $X(t)$ , 其  $p$  阶混合矩可表示为:

$$M_{pq} = E[X(t)^p X^*(t)^q] \quad (6)$$

其中\* 表示函数的共轭, 然后定义高阶累积量如下:

$$C_{20} = \text{cum}(X, X) = M_{20} \quad (7)$$

$$C_{21} = \text{cum}(X, X^*) = M_{21} \quad (8)$$

$$C_{40} = \text{cum}(X, X, X, X) = M_{40} - 3M_{20}^2 \quad (9)$$

$$C_{41} = \text{cum}(X, X, X, X^*) = M_{41} - 3M_{21}M_{20} \quad (10)$$

$$C_{42} = \text{cum}(X, X, X^*, X^*) = M_{42} - |M_{20}|^2 - 2M_{21}^2 \quad (11)$$

$$C_{60} = \text{cum}(X, X, X, X, X, X) = M_{60} - 15M_{40}M_{20} + 30(M_{20})^3 \quad (12)$$

### 2.2 数字调制信号的高阶累积量分析

假设发送的码元服从独立同分布, 在理想情况下利用公式 (6) ~ (11) 分别计算数字调制信号的高阶累积量, 设信号的能量为  $E$ , 为了分析问题的方便, 对码元序列归一化处理, 则 MASK 信号的码元序列变为  $a_n \in \{(2m-1-M)d, m=1, 2, \dots, M\}$ , 其中  $d = \sqrt{3E/(M^2-1)}$ 。见表 1。

从表 1 可以看出, 利用不同的参数组合可以实现大部分调制信号的分类, 但不能分类出 2ASK 信号与 2PSK 信号, 这是因为当信号变换到基带后, 2ASK 信号与 2PSK 信号是等价的, 同时利用累积量法也不能分类出 2FSK 信号与 4FSK 信号, 这是因为, 2FSK 信号与 4FSK 信号下变频后仍为频

率调制信号。但经过分析发现, 当对 (5) 式计算一阶导数时, 即可将频率调制信号转化为含有幅度信息的调制信号, 这就可以利用累积量法分析。

表 1 数字调制信号的累积量

调制信号类型	$C_{20}$	$C_{21}$	$C_{40}$	$C_{41}$	$C_{42}$	$C_{60}$
2ASK	$Ee^{j2\theta_c}$	$E$	$-2E^2e^{j4\theta_c}$	$-2E^2e^{j2\theta_c}$	$-2E^2$	$16E^3e^{j6\theta_c}$
4ASK	$Ee^{j2\theta_c}$	$E$	$-1.36E^2e^{j4\theta_c}$	$-1.36E^2e^{j2\theta_c}$	$-1.36E^2$	$8.3E^3e^{j6\theta_c}$
2PSK	$Ee^{j2\theta_c}$	$E$	$-2E^2e^{j4\theta_c}$	$-2E^2e^{j2\theta_c}$	$-2E^2$	$16E^3e^{j6\theta_c}$
4PSK	0	$E$	$E^2e^{j4\theta_c}$	0	$E^2$	0
2FSK	0	$E$	0	0	$E^2$	0
4FSK	0	$E$	0	0	$E^2$	0

对 (5) 式计算一阶导数:

$$S'(t) = \sqrt{E} \sum_n [e^{j(\omega_n t + \theta_c)} \delta(t - nT_s) + \omega_n e^{j(\omega_n t + \theta_c + \frac{\pi}{2})} p(t - nT_s)] + n(t) \quad (13)$$

分析上式, 发现 (13) 式的第一项为一冲击函数, 第二项则为一幅度频率调制信号, 含有幅度调制信息, 将上式通过一中值滤波, 很容易滤出冲击函数的影响, 故将  $s'(t)$  经过中值滤波器后可得信号:

$$s''(t) = \sqrt{E} \sum_n \omega_n e^{j(\omega_n t + \theta_c + \frac{\pi}{2})} p(t - nT_s) + n''(t) \quad (14)$$

$n''(t)$  为微分后经中值滤波器的噪声部分, 可以证明,  $n''(t)$  为仍近似为一高斯白噪声。表 2 为 MFSK 信号变换后的信号  $s''(t)$  的累积量值。从表 2 可以看出, 利用微分后的累积量可以分类出 2FSK 与 4FSK 信号。

表 2 MFSK 信号微分后的累积量值

调制信号类型	$C_{20}$	$C_{21}$	$C_{40}$	$C_{41}$	$C_{42}$	$C_{60}$
2FSK	0	$E\Delta\omega_2^2$	0	0	$-E^2\Delta\omega_2^4$	0
4FSK	0	$5E\Delta\omega_4^2$	0	0	$-9E^2\Delta\omega_4^4$	0

2.3 算法步骤

为了实现数字调制信号的调制识别, 我们利用不同的累积量组合提取特征参数。表 1 显示, 2ASK 信号与 2PSK 信号的各阶累积量相同, 因此利用累积量的方法我们无法分类出 2ASK 信号与 2PSK 信号。根据文献[4]分析, 我们很容易利用信号的包络特征 R 参数分类出 MASK 信号与 MP-SK 信号。基于上述说明, 本文主要针对 2ASK、4ASK、4PSK、2FSK、4FSK 五种调制信号的分类。下面给出具体的识别算法:

(1) 将接收的数字调制信号进行下变频处理后得到基带调制信号;

(2) 计算基带调制信号的高阶累积量, 并计算如下的特征参数:

$$T1 = |C_{40}| / |C_{42}| \quad (15)$$

$$T2 = |C_{41}| / |C_{42}| \quad (16)$$

$$T3 = |C_{60}|^2 / |C_{40}|^3 \quad (17)$$

(3) 利用  $T1$  实现 MASK、MPSK 与 MFSK 信号的分类, 在理想情况下, MFSK 信号的  $T1=0$ , 而 MASK、MPSK 信号的  $T1=1$ ; 利用  $T2$  实现 4PSK 信号与 MASK 信号的分类, 在理想情况下, 4PSK 信号的  $T2=0$ , MASK 信号的  $T2=1$ ; 利用  $T3$  实现 MASK 信号的分类, 在理想情况下, 2ASK 信号的  $T3=32$ , 而 4ASK 信号的  $T3=27.52$ ;

(4) 将基带调制信号进行微分处理后经中值滤波器, 计算变换后信号的高阶累积量, 并计算如下特征参数:

$$T4 = |C_{42}| / |C_{21}|^2 \quad (18)$$

利用参数  $T4$  可以实现 2FSK 信号与 4FSK 信号的分类, 在理想情况下, 2FSK 信号的  $T4=1$ ; 而 4FSK 信号的  $T4=0.36$ 。

3 实验结果

根据上述分析, 我们进行了仿真实验。设信号的载波频率为 10kHz, 采样频率为 40kHz, 码元速率为 1200bps, 其中 BFSK 和 QFSK 信号的频偏分别为 5kHz, 2.5kHz, 码元个数取 100, 图 1~ 图 4 为不同信噪比下的特征参数  $T1 \sim T4$  曲线, 从图中可以看出, 除了 MASK 信号在  $SNR \geq 6dB$  情况下可以分类出来以外, 其他的调制信号均可以在  $SNR > 0dB$  时分类出来。而且  $T1$ 、 $T2$ 、 $T3$  采用的 4 阶和 6 阶累积量, 故受噪声影响较小, 识别参数较稳定,  $T4$  参数由于含有 2 阶累积量, 而且利用中值滤波器不能完全滤出冲击函数的影响, 故特征参数变换较大。由于 2ASK 信号与 2PSK 信号在下变频后是等价的, 故即使在高信噪比下也不能分类出来, 图中特征参数的仿真结果也证明了这一点。

为了更能说明问题, 我们利用实际采样数据来提取上述特征参数, 由于 PSK 信号在文献[6]中作了详细的分析, 这里我们主要提取 4ASK 信号的  $T3$  参数和 2FSK 信号的  $T4$  参数。4ASK 信号

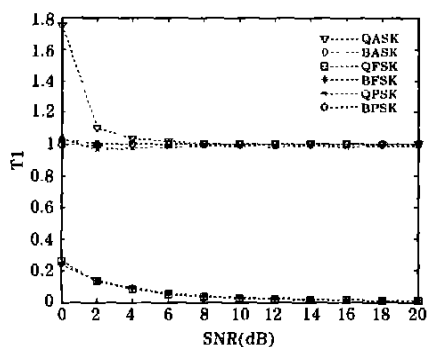


图1 T1 参数曲线

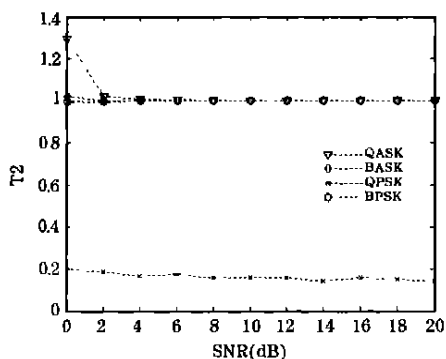


图2 T2 参数曲线

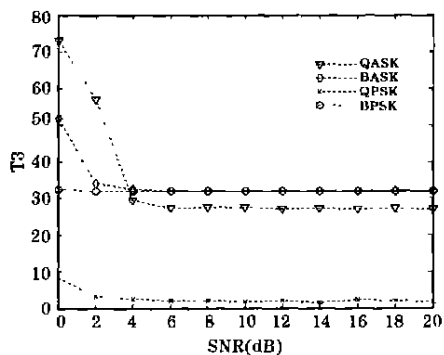


图3 T3 参数曲线

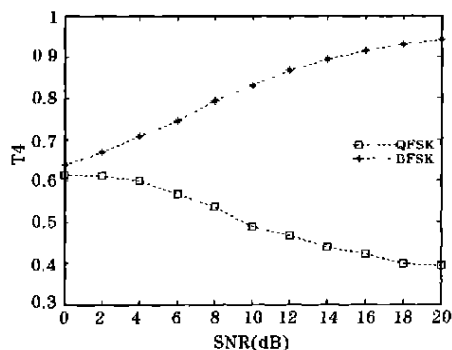
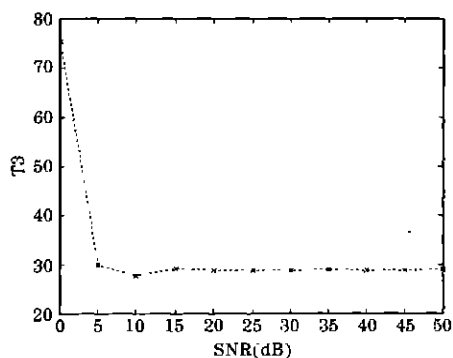
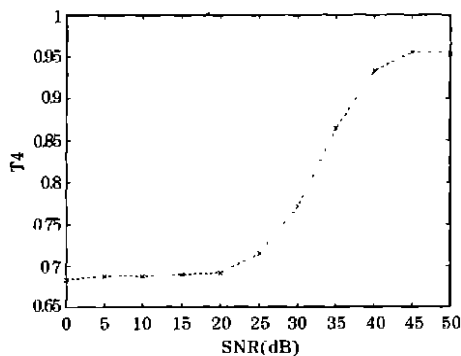


图4 T4 参数曲线

的码元速率为 15kHz, 载波频率 1MHz, 峰峰值为 150mv, 2FSK 信号的码元速率为 20kHz, 两个载波频率分别为 2MHz 和 2.1MHz, 峰峰值为 1.3v, 两种信号的采样频率均为 20MHz, 码元个数取为 100。图 5 为实际 4ASK 信号的  $T3$  参数, 与图 3 比较, 两者相差不大, 图 6 为实际 2FSK 信号的  $T4$  参数, 与图 4 比较, 实际信号的参数曲线在  $\text{SNR} < 20\text{dB}$  时比较平稳, 然后变换较快, 在  $\text{SNR} < 45\text{dB}$  时达到平稳。而仿真的结果则变换较快, 在  $\text{SNR} < 20\text{dB}$  就比较平稳, 这是因为实际的 2FSK 信号的相对频偏(0.005)远小于仿真中的 2FSK 信号的相对频偏(0.125), 而  $T4$  参数主要受相对频偏的影响, 在相对频偏很小时, 噪声的变换影响较大。

图5 实际采样的 4ASK 信号的  $T3$  参数曲线图6 实际采样的 2FSK 信号的  $T4$  参数曲线

从上面的分析和仿真结果来看, 利用本文算法无法分类出 2ASK 信号与 2PSK 信号, 因此, 在这里我们只给出了 2ASK、4ASK、4PSK、2FSK、4FSK 五种信号的仿真实验结果。表 3 为各种数字调制信号在不同信噪比下的识别率, 每一结果都是独立运行 1000 次的统计平均。从表 3 中可以看出, 本文算法在时除了 2ASK 信号与 4ASK 信号的识

(下转第 30 页)

达对抗战术上具有非常重要的意义。同样这种方法也完全可以用于通信对抗侦察装备对通信装备的定位区域计算。本文提出这种算法, 通过大量的模拟仿真, 得到的结果是合理的。我们可以根据战术需要, 如果要精确打击目标, 可以选择 CEP 较小来计算定位区域。如果要得到最大定位区域, 可以根据所需要的定位精度, 适当选取两侦察站的配置距离来满足要求。这对电子对抗的战术、技术都是非常重要的。我们在这仅讨论了两站的定位区域, 下面还需要对三站或多站的定位

区域进行分析, 以完善定位区域的计算, 更好地满足战术要求。

参考文献:

[1] 邵国培, 曹志耀, 等. 电子对抗作战效能分析[M]. 北京: 解放军出版社, 1997.

[2] 赵国庆. 雷达对抗原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999.

[3] 沈凤麟, 等. 信号统计分析与处理[M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 2002.

(上接第 6 页)

表 3 利用高阶累量实现数字调制信号识别概率仿真结果(%)

输出 输入	SNR= 5dB					SNR= 10dB				
	2ASK	4ASK	4PSK	2FSK	4FSK	2ASK	4ASK	4PSK	2FSK	4FSK
2ASK	69. 1	30. 9	0	0	0	99. 9	0. 1	0	0	0
4ASK	33. 3	66. 7	0	0	0	9. 1	90. 1	0	0	0
4PSK	0	0	99. 5	0	0. 5	0	0	100	0	0
2FSK	0	0	0	97. 5	2. 5	0	0	0	100	0
4FSK	0	0	0	3. 3	96. 7	0	0	0	1. 4	98. 6
输出 输入	SNR= 5dB					SNR= 10dB				
	2ASK	4ASK	4PSK	2FSK	4FSK	2ASK	4ASK	4PSK	2FSK	4FSK
2ASK	100	0	0	0	0	100	0	0	0	0
4ASK	4. 8	95. 2	0	0	0	3. 8	96. 2	0	0	0
4PSK	0	0	100	0	0	0	0	100	0	0
2FSK	0	0	0	100	0	0	0	0	100	0
4FSK	0	0	0	0. 7	99. 3	0	0	0	0. 4	99. 6

别率较低外, 其他的调制信号都有较高的识别率, 在时, 基本可以正确的识别上述五种调制信号。

4 结论

通信信号的自动调制识别在截获信号处理领域一直是一个重要的研究课题, 针对数字调制信号的自动识别问题, 本文利用不同定义的高阶累积量及其之间的关系实现了 2ASK、4ASK、4PSK、2FSK、4FSK 等五种数字调制信号的自动识别, 由于高斯白噪声大于二阶的累积量为零, 因此本文提取的特征参数对噪声有一定的抑制作用, 可以在较低的信噪比下实在信号的自动识别, 理论分析和实验都证明了本文算法的有效性。

参考文献:

[1] Assaleh K, Farrell K, Mammone R J. A new method of

modulation classification for digitally modulated signals [A]. Proc Military Communications Conference[C]. San Diego CA: 1992. 0712- 0716.

[2] Hsue S Z, Samir S Soliman. Automatic modulation classification using zero crossing[J]. IEE Proceeding, 1990, 137(6): 459- 464.

[3] Ho K C, Prokopiw W, Chan Y T. Modulation identification of digital signals by the wavelet transform[J]. IEE Proc-Radar, Sonar Naving, 2000, 147(4): 169- 176.

[4] 胡延平, 李广森, 李纲, 等. 利用参数统计方法自动识别数字调制信号[J]. 通信学报, 2002, 23(2): 59 - 65.

[5] Swami A, Sadler B M. Hierarchical digital modulation classification using cumulants[J]. IEEE Trans on communication, 2000, 48(3): 416- 429.

[6] 陈卫东, 杨绍全. 利用累量不变量对 MPSK 信号分类[J], 西安电子科技大学学报, 2002, 29(2): 229- 232.