

## 基于累计量的干扰信号调制识别算法

程汉文<sup>①②</sup> 朱雷<sup>①</sup> 吴乐南<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(东南大学信息工程与科学学院 南京 210096)

<sup>②</sup>(防空兵指挥学院 郑州 450052)

**摘要:** 为解决正常通信中检测到非法或干扰信号时的调制识别问题, 该文提出了一种共信道干扰信号调制识别算法。分析了相偏、频偏等未知参数对共信道信号四阶累积量的影响并给出降低这些影响的方法。以信号四阶累积量为识别特征对干扰信号的调制方式进行识别。同时给出干扰信号相偏、频偏等参数的估计。实验结果表明了所提算法的有效性。

**关键词:** 调制识别; 共信道; 干扰信号; 累积量

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)07-1741-05

## Modulation Classification Algorithm for Jamming Signal Based on Cumulant

Cheng Han-wen<sup>①②</sup> Zhu Lei<sup>①</sup> Wu Le-nan<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

<sup>②</sup>(Air Defense Forces Command Academy, Zhengzhou 450052, China)

**Abstract:** In order to solve the modulation classification problem of detecting illegal or jamming signal in normal communication, a new modulation classification algorithm for the same channel jamming signal is proposed. Firstly, the effects of unknown parameters, such as phase offset and frequency offset, on forth-order cumulant of co-channel signal are analyzed and the related improving methods are presented. Then, the modulation classifications of jamming signal are done by forth-order cumulant as classification features. Simultaneously, its phase offset and frequency offset are estimated. The experiment results show the validity of the proposed algorithm.

**Key words:** Modulation classification; Co-channel; Jamming signal; Cumulant

### 1 引言

自动调制识别是指在没有任何先验知识的条件下自动识别信号的调制方式。不少文献对此作了研究, 文献[1]就对包括 ASK, PSK, FSK, QAM 以及多载波 OFDM 等在内的信号集给出了一整套解决方案。但是正像从文献[2]所作综述中看到那样, 对此问题的研究几乎都是在同一接收信道中只存在一个调制信号的前提下进行的。仅有少量文献对同时存在多个信号的调制方式识别进行了探讨<sup>[3-5]</sup>。文献[3]利用盲分离方法将接收到的多个共信道信号分离后再识别, 从某种意义上说, 仍是单信号识别, 其结果更依赖于盲分离的效果。文献[4]基于循环谱识别同一频段的 BPSK, QPSK, OQPSK 调制信号, 但从其识别框图看, 也是预先将信号分离后再加以识别。文献[5]利用阵列天线技术和最大似然估计方法研究了同一信道混合多个信号的识别问题, 但仅考虑了 PM 和 FM 两种调制的语音混合信号。

这种占用同一信道传输的多个信号调制识别的难度在于, 几个信号占用同一频段, 分离起来较为困难。它们调制参数互不相同, 因此选用的识别特征要具有互不干扰的特点。

本文针对实际当中例如频谱管理中, 非法信号的发现往往是因为其占用了正常信号使用的频段, 电子战中对敌方干扰信号辨识和压制, 也是由于敌方干扰信号侵占了我方通信使用的频段这一情况, 研究了共信道信号的调制识别问题, 即已知一个信号(正常传输)的调制参数, 估计共用同一信道的未知信号(非法或干扰)的调制参数。利用高阶累积量作为识别特征, 给出了识别算法。

### 2 信号模型

一般共信道信号是指多路信号的载频相差不多, 大致在一个较宽的带宽内, 并且在模型中假设每个频率点只有一个信号, 信道的中心频率为  $f_0$ <sup>[3]</sup>。本文涉及两个信号, 其模型为

$$r(t) = r_1(t) + r_2(t) + w(t) \quad (1)$$

其中,  $w(t)$  为方差等于  $\sigma^2$  的复高斯白噪声。

假定  $r_1(t)$  为正常传输的通信信号, 因此其调制方式和参数已知。通过加性高斯白噪声信道传输, 信道状况先验可知, 即假定  $\sigma^2$  已知。而传输过程中接收到非法或干扰信号  $r_2(t)$ , 其载波频率、符号速率可以估计, 且两个信号统计独立。因此按  $r_1(t)$  载波、定时同步后, 下变频得到复基带信号表示为

$$\tilde{r}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_m^{(1)} p_1(t - mT_1) + \sqrt{E_2} e^{j(2\pi\Delta ft + \Delta\theta)} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n^{(2)} p_2(t - nT_2 + \varepsilon T_2) + w(t) \quad (2)$$

这里,  $s_m^{(1)}$  和  $s_n^{(2)}$  为发送的符号序列, 作为调制识别研究背景, 它们来自一个待识别调制集  $\{S_i\}_{i=1}^C$ , 将其映射到IQ平面,  $s_m^{(1)}$  和  $s_n^{(2)}$  是各自调制星座图中的某个星座点。  $p_1$ ,  $p_2$  为发送符号能量归一化成形脉冲,  $T_1$ ,  $T_2$  为符号周期,  $\varepsilon$  为定时偏差,  $\Delta\theta$  为相位偏移,  $\Delta f = f_2 - f_1$  为频率偏移,  $f_1$ ,  $f_2$  分别为两个信号各自的载波频率。注意由于  $r_1(t)$  已知, 所以假定  $E_1 = 1$ ,  $p_1$  为矩形脉冲。

对于共信道的非法信号或干扰信号一般采用各种分离技术来处理<sup>[6]</sup>。考虑电子战环境复杂, 因此在本文假定下, 不经信号分离直接对上述情况下信号  $r_2(t)$  的调制方式进行识别。

### 3 基于累积量的识别方法

由于高斯噪声三阶以上的累积量恒为零, 把接收到的含有高斯噪声的非高斯信号变换到累积量域处理, 就可以剔除噪声的影响。因此以累积量为识别特征, 识别结果具有很高的抗噪声性能<sup>[7-10]</sup>。

#### 3.1 累积量及其估计

理论上, 对接收信号式(1)计算其累积量, 并利用累积量性质有

$$C_{4i,r} = C_{4i,r_1} + C_{4i,r_2}, \quad i = 0, 1, 2 \quad (3)$$

由式(3)可得信号  $r_2(t)$  的四阶累积量:

$$C_{4i,r_2} = C_{4i,r} - C_{4i,r_1}, \quad i = 0, 1, 2 \quad (4)$$

但实际中由于接收信号只有有限个观测点, 只能对四阶累积量进行估计。由于信号  $r_1(t)$  的调制方式已知, 其累积量估计用其理论值代替。因此有

$$\tilde{C}_{4i,r_2} = \hat{C}_{4i,r} - C_{4i,r_1}, \quad i = 0, 1, 2 \quad (5)$$

有关四阶累积量  $C_{4i,r_2}$  的定义和估计  $\hat{C}_{4i,r_2}$  的计算可参见文献[7-10]。

#### 3.2 参数对累积量估计的影响

由于两个信号符号速率  $1/T_1$ 、 $1/T_2$  可能不同,  $r_1(t)$ ,  $r_2(t)$  的采样可能是分数倍的。文献[11]对基带信号非最佳采样累积量估计进行了研究, 讨论了过采样速率、定时偏差和基带成形脉冲对累积量的影

响, 指出采样速率接近符号速率的非整数倍过采样累积量估计可以逼近最佳采样累积量估计值, 即每符号采一个点可以更好抵消脉冲影响。为此以  $r_2(t)$  符号速率为基准对基带信号  $\tilde{r}(t)$  采样来减少累积量估计误差。

为讨论方便, 下面均假定  $r_1(t)$ ,  $r_2(t)$  符号速率相同, 成形脉冲为矩形, 每符号一个采样, 且  $\varepsilon = 0$ 。第  $k$  个采样为

$$\tilde{r}(k) = s_k^{(1)} + \sqrt{E_2} e^{j(2\pi\Delta ft + \Delta\theta)} s_k^{(2)} + w(k) \quad (6)$$

故利用式(5)估计出的  $\tilde{C}_{4i,r_2}$  应包含  $E_2$ ,  $\Delta\theta$  和  $\Delta f$  的影响。对于上式右边第二项, 当  $\Delta f = 0$  时易知

$$\hat{C}_{40,r_2} = E_2^2 e^{j4\Delta\theta} C_{40,r_2}, \quad \hat{C}_{42,r_2} = E_2^2 C_{42,r_2} \quad (7)$$

所以参数  $E_2$ ,  $\Delta\theta$  会影响累积量估计大小, 从而偏离累积量理论值, 模糊分类界限。为此利用取模和归一化, 即  $|\tilde{C}_{40,r_2}|/\tilde{C}_{21,r_2}^2$  和  $\tilde{C}_{42,r_2}/\tilde{C}_{21,r_2}^2$  可以降低上述参数对累积量估计的影响。注意相应于式(5),  $C_{21,r}$  的估计为

$$\tilde{C}_{21,r_2} = \tilde{C}_{21,r} - C_{21,r_1} - \sigma^2, \quad \hat{C}_{21,r_2} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |r_2(k)|^2 \quad (8)$$

其中  $C_{21,r_1}$  为  $r_1(t)$  的理论值,  $\sigma^2$  是噪声  $w$  的方差。且利用式(7)在判断出调制方式后还可以给出参数  $E_2$ ,  $\Delta\theta$  一个粗略的估计:

$$\sqrt{\hat{E}_2} = (\tilde{C}_{42,r_2}/C_{42,r_2})^{1/4}, \quad \Delta\hat{\theta} = \frac{1}{4} \arg(\tilde{C}_{40,r_2}) \quad (9)$$

其中对  $\Delta\theta$  的估计要求  $C_{40,r_2} \neq 0$ 。

而对于频偏  $\Delta f$ , 随着观察时间增加, 引起的相位旋转将使信号星座点充满整个圆周, 使得  $C_{20}$  和  $C_{40}$  趋于0。因此将无法利用  $|\tilde{C}_{40,r_2}|/\tilde{C}_{21,r_2}^2$  来识别信号调制方式。但利用这个特点, 可以消除  $\Delta f$  的影响。为便于讨论, 对于含有固定频偏  $\Delta f$  的信号序列记为  $r(k) = e^{j2\pi\Delta f k} s_k$ , 算法如下:

步骤1 选定步长  $df$ 。

步骤2 做消除频偏处理, 即  $r_m(k) = e^{j2\pi(\Delta f - mdf)k} s_k$ ,  $m = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M$ 。其中  $M = \lfloor 0.25/df \rfloor$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  为下取整函数。因为存在相位模糊, 搜索范围为  $-\pi/4$  到  $\pi/4$ 。

步骤3 计算四阶累积量  $|\hat{C}_{40,r_m}|$ , 则信号累积量估计:

$$|\tilde{C}_{40,r}| = \arg \max_m |\hat{C}_{40,r_m}| \quad (10)$$

在获得累积量估计的同时, 也可以得到参数  $\Delta f$  的一个估计:

$$\Delta\tilde{f} = m^* df \quad (11)$$

其中  $m^*$  是满足式(10)使  $|\hat{C}_{40,r_m}|$  取值最大的  $m$ 。注意对于  $C_{40} = 0$  的调制信号, 如 8PSK, 上述算法失效。实际上, 就本文假设来说, 直接利用  $f_2$  进行载波恢

复时, 频偏就转移到已知信号  $r_1(t)$  上, 此时  $\hat{C}_{40,r_1}$  趋于 0, 故有  $\tilde{C}_{40,r_2} = \hat{C}_{40,r}$ , 因而消除了  $\Delta f$  的影响。

### 3.3 识别算法

定义特征向量为

$$\mathbf{F} = \left( \frac{|C_{40}|}{C_{21}^2}, \frac{C_{42}}{C_{21}^2} \right) \quad (12)$$

判决按如下准则给出:

$$\text{Mod} = \arg \min_i \left( \|\tilde{\mathbf{F}} - \mathbf{F}_i\|^2 \right), \quad i = 1, 2, \dots, C \quad (13)$$

其中  $\mathbf{F}_i (i = 1, 2, \dots, C)$  表示可选的  $C$  种调制方式识别特征的理论值, 具体数值参见文献[7-10],  $\tilde{\mathbf{F}}$  为接收信号识别特征的估计值,  $\|\cdot\|$  为欧氏距离。

## 4 仿真分析

本节对调制方式为 4PSK, 16QAM 的已知信号和选自调制方式集 {BPSK, 4PSK, 8PSK, V29c, V29, 16QAM} 的未知信号进行仿真试验。仿真中信号星座图作归一化处理, 信噪比 (SNR) 定义为  $10 \lg(1/\sigma^2)$ 。而对于未知信号, 通过乘以未知幅度因子  $A$  抵消归一化的确定性。试验中已知信号的基带脉冲  $p_1$  为矩形, 未知信号的基带脉冲  $p_2$  为滚降系数为 0.25 的升余弦脉冲,  $T_1/T_2 = 1/1.2$ , 以  $1/T_2$  为采样速率, 各种条件下仿真实验均重复 200 次。

图 1 给出了不同 SNR 下的信号的识别率, 其中幅度因子  $A = 0.85$ , 相偏  $\Delta\theta = 0.5$ , 归一化频偏

$\Delta f = 0.02$ , 定时偏差  $\varepsilon = 0.1$ , 采样点数  $N = 6000$ 。虚线是已知信号为 4PSK 的情形, 实线是已知信号为 16QAM 的情形。可以看到由于 V29 和 16QAM 识别特征接近使得它们的识别率相对较低, 要想获得满意结果需要更高的采样点数 (后面试验表明需要  $N = 9000$ )。

图 2 为上述条件下不同  $A$  值时的分类算法的平均识别率, 即  $P_{\text{Avg}} = (P_1 + \dots + P_6)/6$ , 其中  $p_i$  为第  $i$  种调制方式识别的正确率 (以下同)。由图中可以看到幅度因子  $A$  对算法识别性能的影响。由于本算法利用归一化方法消除幅度因子直接对累积量估计的影响, 因此  $A$  的增大或减小相应于 SNR 的增大或减小, 从而影响识别结果。图 3 为不同 SNR 下, 幅度因子  $A = 0.85$ , 调制信号为 V29c 时估计的均方误差。由式(9)可知该估计是非盲的, 需要预知信号的调制方式。虚线为已知调制方式下的估计误差, 实线为利用本算法给出信号调制方式的估计误差。虽然存在错误, 但估计性能变化不大。

图 4 显示了相位偏移  $\Delta\theta$  对算法性能的影响, 曲线为 SNR=10dB,  $A = 0.85$ ,  $\Delta f = 0.02$ ,  $\varepsilon = 0.1$ ,  $N = 6000$  时不同相位偏移下的平均识别率。可以看到本算法对相偏表现出较好的稳定性。图 5 是  $\Delta\theta = \pi/6$  时, 不同 SNR 下估计的均方误差, 同样由于存在错误, 使得利用本算法给出信号调制方式

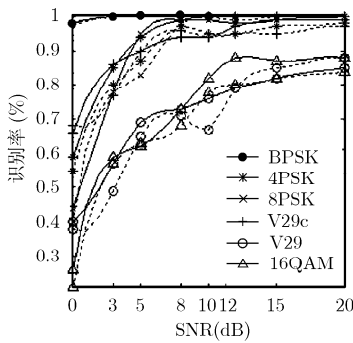


图 1 不同 SNR 下的识别率

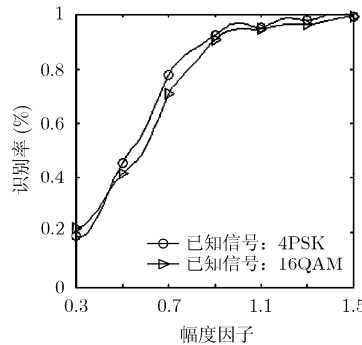


图 2 不同幅度因子下的识别率

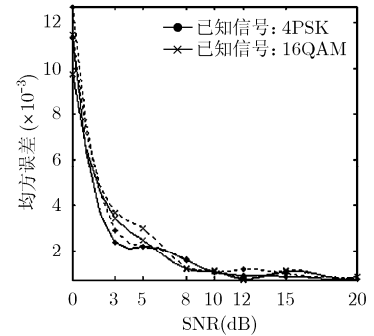


图 3 不同 SNR 下幅度因子估计的均方误差

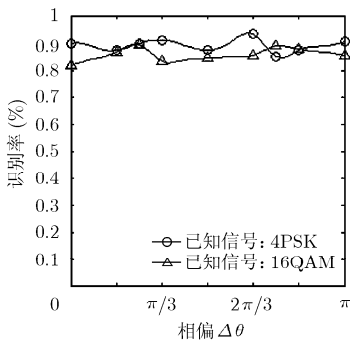


图 4 不同相偏下的识别率

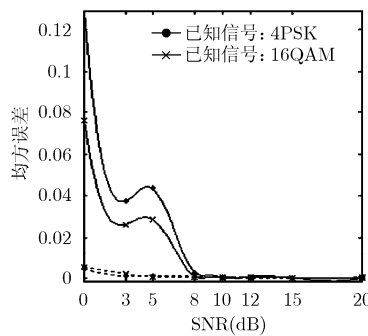


图 5 不同 SNR 下相偏估计的均方误差

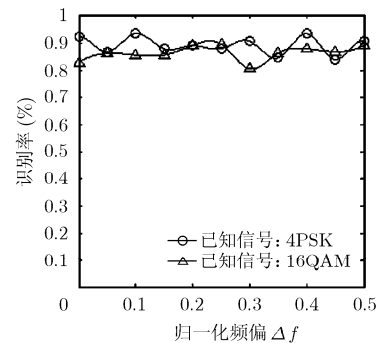


图 6 不同频偏下的识别率

进行相偏估计的误差要(实线)大于已知调制方式下的估计误差(虚线),尤其是低 SNR 时。

图 6 给出的是不同频率偏移下的平均识别率曲线,可以看到算法对频偏也具有较好的稳定性。图 7 为  $\Delta f = 0.15$  时不同 SNR 下估计的均方误差。因高阶累积量具有很好的抗高斯噪声的能力,使得在低 SNR 时估计算法也有很好的性能,而且本算法无需事先知道信号的调制方式。注意存在相位模糊的频偏估计并不影响式(10)累积量的估计。图 8 是算法全程搜索的结果,由于相位模糊出现 4 个可选值,它们均逼近累积量的理论值。

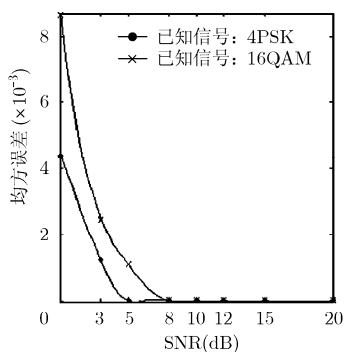


图 7 不同 SNR 下频偏估计的均方误差

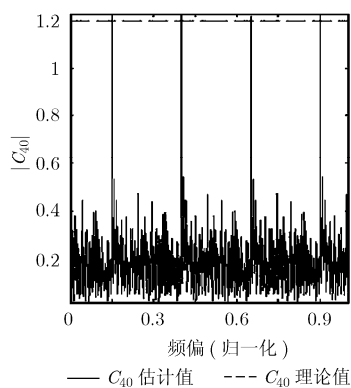


图 8 不同频偏下的  $|C_{40}|$

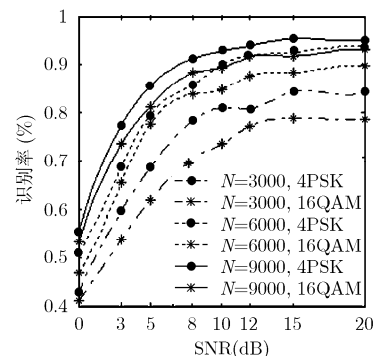


图 9 不同观测点数下的识别率

骗干扰方释放干扰信号,从而对干扰方干扰能力进行评估,以便采取合适的通信方式。上述策略建立在对干扰信号的识别和参数估计上。

本文分析了正常通信中检测到非法或干扰信号时的调制识别问题。提出了基于高阶累积量的共信道非法或干扰信号识别算法。该算法无须事前进行信号分离,即可直接获得共信道信号的调制方式,并对幅度、相位、频偏参数进行了估计,为进一步追踪非法信号和采取相应的抗干扰措施提供了依据。对调制方式集{BPSK, 4PSK, 8PSK, V29c, V29, 16QAM}进行了计算机仿真,结果表明了算法的有效性。由于累积量估计性能依赖于采样点数,因此本算法要获得满意的分类效果,需要较多的观测数据。

## 参考文献

- [1] Vito L D, Rapuano S, and Villanacci M. An improved method for the automatic digital modulation classification[C]. IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, Victoria, Canada, May, 12-15, 2008: 1441-1446.
- [2] Dobre O A, Abdi A, and Bar-Ness Y, et al. Survey of automatic modulation classification techniques: Classical

图 9 给出了不同观测点数下的平均识别率。由于累积量估计方差和观测点数有关,因此本文算法需要较多观测数据进行累积量估计,  $N = 9000$ ,  $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$  时识别率  $> 90\%$ 。同时本文所提出的频偏估计算法也需要较大的数据量,以保证  $C_{40}$  较快趋于 0。

## 5 结论

通信对抗中,采取何种抗干扰策略对于保证通信畅通有很重要意义,而了解干扰信号性质是制定策略的重要一环。一种简单博弈是放出诱导信号欺

approaches and new trends[J]. *IET Communications*, 2007, 1(2): 137-156.

- [3] Lu Ming-quan, Xiao Xian-ci, and Li Le-min. Source separation based modulation recognition of cochannel signals[C]. International Conference on Volume Communication Technology, Beijing, China, October, 22-14, 1998, 2: 1-5.
- [4] 高玉龙, 张中兆. 基于循环谱的同信道多信号调制方式识别[J]. 高技术通讯, 2007, 17(8): 793-797.  
Gao Yu-long and Zhang Zhong-zhao. Modulation recognition of multisignal in the same channel based on cyclic spectral correlation[J]. *High Technology Letters*, 2007, 17(8): 793-797.
- [5] El-Mahdy A E. Automatic modulation classification of composite FM/PM speech signals in sensor arrays over flat fading channel[J]. *IET Communications*, 2007, 1(2): 152-164.
- [6] 魏平. 共信道重叠多信号的分离识别[J]. 通信对抗, 2005, (1): 5-10.  
Wei Ping. Separation and classification of co-channel multicomponent signals[J]. *Communication Countermeasures*, 2005, (1): 5-10.
- [7] Swami A and Sadler B M. Hierarchical digital modulation classification using cumulants[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(3): 416-429.

- [8] 韩钢, 李建东, 陈晨. MDPSK信号的一种盲接收机[J]. 电子与信息学报, 2003, 25(7): 925-929.  
Han Gang, Li Jian-dong, and Chen Chen. A blind receiver for MDPSK signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2003, 25(7): 925-929.
- [9] Mirarab M R and Sobhani M A. Robust modulation classification for PSK/QAM/ASK using higher-order cumulants[C]. Sixth International Conference on Information, Communications and Signal Processing, Singapore, December, 10-13, 2007: 1-4.
- [10] Liu Luo-kun and Xu Jia-dong. A novel modulation classification method based on high order cumulants[C]. International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Wuhan, China, September, 21-23, 2006: 1-5.
- [11] 吴月娴, 葛临东, 许志勇. 基于累积量的MPSK分类算法性能分析[J]. 系统工程与电子技术, 2007, 29(10): 1757-1761.  
Wu Yue-xian, Ge Lin-dong, and Xu Zhi-yong. Performance analysis for cumulant-based MPSK classification algorithm[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2007, 29(10): 1757-1761.
- 程汉文: 男, 1966年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理.  
朱雷: 男, 1979年生, 硕士生, 研究方向为通信信号处理.  
吴乐南: 男, 1952年生, 教授, 博士生导师, 研究领域为多媒体信息处理、通信信号处理.