

基于循环累量不变量的 MPSK 信号调制识别算法¹

陈卫东 杨绍全

(西安电子科技大学电子工程学院 西安 710071)

摘要 提出一种新的循环累量不变量分类特征, 来实现 MPSK 信号的调制样式分类。新分类特征只利用了码元速率的先验信息, 对基带成型脉冲的形状具有稳健性; 对 MPSK 基带信号的时移、载波相位误差、信号幅度变化具有不变性; 并可抑制加性平稳噪声。利用循环时变累量的多信号选择性, 所提出的分类特征可实现多信号分类识别。理论分析和计算机仿真结果都证实了分类算法的有效性。

关键词 调制分类, 高阶统计量, 循环时变累量

中图分类号 TN911.72, TN911.4

1 引言

调制识别就是在已知通信信号调制类型集合的前提下, 正确给出截获的通信信号的调制方式。主要用于电子战通信对抗中的干扰辨识、通信情报信息截获等。

MPSK 信号是常用的数字调制样式之一, 在有关 MPSK 信号分类的文献中, Huang^[1] 等人采用判决理论方法分类通信信号。Swami^[2] 等人采用模式识别方法, 利用 MPSK 信号的功率归一化四阶累量作为分类特征, 来识别数字调制类型。Gardner^[3], Kim^[4] 等人利用基带通信信号的循环统计量进行调制分类。值得指出的是, 上述分类算法基本上都采用了信号检测的方法, 需要利用信噪比参数来设置判决门限。而实际应用中, 未知调制样式通信信号的信噪比估计本身就是一个需要研究的课题^[5]。

受文献^[2]的启发, 我们提出了利用复基带 MPSK 信号不同定义的四阶循环累量之间的关系作为分类特征的新分类算法。在下面的分析中, 我们首先引入算法所用的循环累量, 导出所用的分类特征。然后从理论上证明了分类特征对 MPSK 复基带信号的时移、载波相位误差、信号幅度变化具有不变性, 并对其分类性能进行了计算机仿真。

2 MPSK 信号的循环累量分析及分类特征构造

被噪声污染的 MPSK 复基带信号波形可表示为^[6]

$$r(t) = s(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq NT_s \quad (1a)$$

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \sqrt{E} p(t - nT_s - t_0) \exp[j(2\pi f_c t + \phi_0)], \quad 0 \leq t \leq NT_s \quad (1b)$$

其中 $s(t)$ 是接收的有噪信号 $r(t)$ 中感兴趣的通信信号, $n(t)$ 为零均值、功率谱密度为 N_0 的平稳加性噪声。 $p(t)$ 是能量归一化的基带码元成型脉冲, E 是每符号的能量, T_s 是码元宽度, t_0 是定时误差, f_c 为剩余载波频率偏置, ϕ_0 为载波相位误差。 $a_n \in [\exp(j2\pi(m-1)/M)]$, $m = 1, 2, \dots, M$ 为发送的码元序列, M 是 MPSK 信号的阶数, $M = 2, 4, 8$ 分别对应 2PSK, 4PSK, 8PSK 相位调制信号。假设观测区间是码元宽度的整数倍, N 是观测区间内码元符号的个数。假定各个调制类型先验等概, 且在每个观测区间内 E, t_0, f_c 和 ϕ_0 固定不变。并定义 $\text{SNR} = E/N_0$ 为符号信噪比。

¹ 2001-08-14 收到, 2001-12-12 改回

对一个具有零均值的复随机过程 $s(t)$, 由文献 [7, 8] 知有如下定义的四阶时变累量函数.

$$\begin{aligned} C_{s,40}(t, \tau) &= C_{s,40}(t, \tau_1, \tau_2, \tau_3) \\ &= \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s(t+\tau_1)s(t+\tau_2)s(t+\tau_3)\} \\ &\quad - \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s(t+\tau_1)\} \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t+\tau_2)s(t+\tau_3)\} \\ &\quad - \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s(t+\tau_2)\} \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t+\tau_1)s(t+\tau_3)\} \\ &\quad - \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s(t+\tau_3)\} \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t+\tau_1)s(t+\tau_2)\} \end{aligned} \quad (2a)$$

$$\begin{aligned} C_{s,41}(t, \tau) &= C_{s,41}(t, \tau_1, \tau_2, \tau_3) \\ &= \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s(t+\tau_1)s(t+\tau_2)s^*(t+\tau_3)\} \\ &\quad - \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s(t+\tau_1)\} \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t+\tau_2)s^*(t+\tau_3)\} \\ &\quad - \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s(t+\tau_2)\} \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t+\tau_1)s^*(t+\tau_3)\} \\ &\quad - \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s^*(t+\tau_3)\} \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t+\tau_1)s(t+\tau_2)\} \end{aligned} \quad (2b)$$

$$\begin{aligned} C_{s,42}(t, \tau) &= C_{s,42}(t, \tau_1, \tau_2, \tau_3) \\ &= \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s^*(t+\tau_1)s(t+\tau_2)s^*(t+\tau_3)\} \\ &\quad - \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s^*(t+\tau_1)\} \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t+\tau_2)s^*(t+\tau_3)\} \\ &\quad - \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s(t+\tau_2)\} \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s^*(t+\tau_1)s^*(t+\tau_3)\} \\ &\quad - \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s(t)s^*(t+\tau_3)\} \hat{E}^{\{\alpha\}} \{s^*(t+\tau_1)s(t+\tau_2)\} \end{aligned} \quad (2c)$$

其中 $\tau = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]$ 为迟延向量, $*$ 表示复共轭, $\hat{E}^{\{\alpha\}} \{\cdot\}$ 是正弦波抽取算子, 定义为

$$\hat{E}^{\{\alpha\}} \{x(t)\} = \sum_{\alpha} \langle x(u)e^{-j2\pi\alpha u} \rangle_t e^{j2\pi\alpha t} \quad (3)$$

(3) 式中 $\langle \cdot \rangle_t$ 是时间平均算子, α 取所有使得时间平均结果不恒为零的值. 利用时间平均算子定义四阶循环时变累量函数为

$$C_{s,40}^{\beta}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \langle C_{s,40}(t, \tau_1, \tau_2, \tau_3)e^{-j2\pi\beta t} \rangle_t \quad (4a)$$

$$C_{s,41}^{\beta}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \langle C_{s,41}(t, \tau_1, \tau_2, \tau_3)e^{-j2\pi\beta t} \rangle_t \quad (4b)$$

$$C_{s,42}^{\beta}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \langle C_{s,42}(t, \tau_1, \tau_2, \tau_3)e^{-j2\pi\beta t} \rangle_t \quad (4c)$$

由于平稳(白或有色、高斯或非高斯)噪声在循环频率不为零处的循环时变累量函数值恒为零. 本文暂不考虑存在剩余频偏情况, 假设 $f_c = 0$. 把 (1) 式代入 (2)-(4) 式中, 得 MPSK 复基带信号的循环时变累量函数表达式为 [8]

$$C_{r,40}^{\beta}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \frac{C_{a,40}}{T_s} e^{j4\phi_0 - j2\pi\beta t_0} \int_{-\infty}^{\infty} p(t)p(t+\tau_1)p(t+\tau_2)p(t+\tau_3)e^{-j2\pi\beta t} dt \quad (5a)$$

$$C_{r,41}^{\beta}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \frac{C_{a,41}}{T_s} e^{j2\phi_0 - j2\pi\beta t_0} \int_{-\infty}^{\infty} p(t)p(t+\tau_1)p(t+\tau_2)p(t+\tau_3)e^{-j2\pi\beta t} dt \quad (5b)$$

$$C_{r,42}^{\beta}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \frac{C_{a,42}}{T_s} e^{-j2\pi\beta t_0} \int_{-\infty}^{\infty} p(t)p(t+\tau_1)p(t+\tau_2)p(t+\tau_3)e^{-j2\pi\beta t} dt \quad (5c)$$

可见, 循环时变累量是迟延向量 τ 、码元定时误差 t_0 、基带成型脉冲 $p(t)$ 以及 MPSK 信号码元序列 $\sqrt{E}a_n$ 的相应累量值的函数. 对于具有 $[\sqrt{E} \exp(j2\pi(m-1)/M)]$, $m = 1, 2, \dots, M$ 星座图的 MPSK 信号, 一般假设发送的信号序列是独立同分布的, 由文献 [9] 知, (5) 式中不同阶数 MPSK 信号码元序列 $\sqrt{E}a_n$ 的高阶累量值如表 1 所示.

表 1 MPSK 信号的累量

信号	累量值		
	$C_{a,42}$	$C_{a,41}$	$C_{a,40}$
2PSK	$-2E^2$	$-2E^2$	$-2E^2$
4PSK	$-E^2$	E^2	0
MPSK($M \geq 8$)	$-E^2$	0	0

考察 (5) 式, 令

$$K = \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} p(t)p(t+\tau_1)p(t+\tau_2)p(t+\tau_3)e^{-j2\pi\beta t} dt \quad (6)$$

对于常用的基带成型脉冲函数, 理论上总可以选择适当的延迟向量 τ 和循环频率 β , 使得 $K \neq 0$ 。例如对于常用的升余弦、平方根升余弦、高斯和切比雪夫成型脉冲, 当 $\tau = [0, 0, 0]$, $\beta = 1/T_s$ 时, (6) 式恒不为零。此时我们由 (4), (5) 式构造如下定义的分类特征向量:

$$f_{r1} = \frac{|C_{r,40}^\beta(\tau_1, \tau_2, \tau_3)|}{|C_{r,42}^\beta(\tau_1, \tau_2, \tau_3)|} = \frac{|C_{a,40}e^{j4\phi_0 - j2\pi\beta t_0}|}{|C_{a,42}e^{-j2\pi\beta t_0}|} = \frac{|C_{a,40}|}{|C_{a,42}|} \quad (7a)$$

$$f_{r2} = \frac{|C_{r,41}^\beta(\tau_1, \tau_2, \tau_3)|}{|C_{r,42}^\beta(\tau_1, \tau_2, \tau_3)|} = \frac{|C_{a,41}e^{j2\phi_0 - j2\pi\beta t_0}|}{|C_{a,42}e^{-j2\pi\beta t_0}|} = \frac{|C_{a,41}|}{|C_{a,42}|} \quad (7b)$$

$$F_r = [f_{r1}, f_{r2}] \quad (7c)$$

(7) 式的计算只需要知道基带信号的码元速率, 并对成型脉冲有一个相当宽松的约束条件, 即 (6) 式不为零。且对不同阶数的 MPSK 信号, 分类特征 F_r 有如下的取值:

$$F_{\text{PSK},M} = \begin{cases} [1, 1], & M = 2, \text{ 2PSK} \\ [1, 0], & M = 4, \text{ 4PSK} \\ [0, 0], & M \geq 8, \text{ 8PSK 以上} \end{cases} \quad (8)$$

考察 (7) 式我们知道, 其第 2 个等号后除式的分子、分母中的取绝对值运算, 去除了 MPSK 复基带信号的时移和载波相位误差对分类特征的影响。为了证明 F_r 对 MPSK 复基带信号的幅度变化也具有不变性, 参考 (1) 式, 不妨令

$$y(t) = Hr(t) \quad (9)$$

由于平稳噪声在循环频率 $\beta = 1/T_s$ 处的四阶循环时变累量恒为零, 噪声与信号相互独立。由循环累量函数的性质不难得到^[7]:

$$C_{y,40}^\beta(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = H^4 C_{r,40}^\beta(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \quad (10a)$$

$$C_{y,41}^\beta(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = H^4 C_{r,41}^\beta(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \quad (10b)$$

$$C_{y,42}^\beta(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = H^4 C_{r,42}^\beta(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \quad (10c)$$

把 (10) 式代入 (7) 式, 可得

$$F_y = [f_{y1}, f_{y2}] = [f_{r1}, f_{r2}] = F_r \quad (11)$$

从而证明了 (7) 式对 MPSK 复基带信号的时移、载波相位误差、信号幅度变化具有不变性。利用特征向量 F_r 和模式识别中用于度量模式相似性的欧氏距离分类方法^[10], 对 MPSK 信号进行分类。判决准则为

$$\hat{M} = \operatorname{argmin}_{M=2,4,8,\dots} \left(\|\hat{F}_r - F_{\text{PSK},M}\|^2 \right) \quad (12)$$

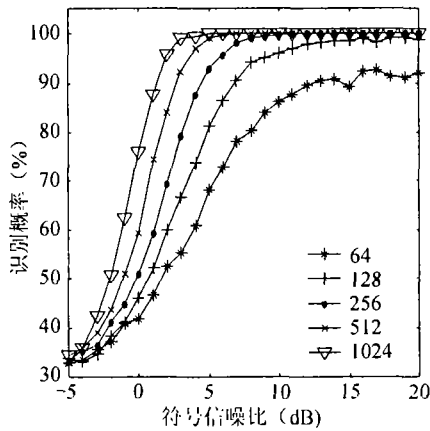


图 1 基于 4 阶循环累量的 2/4/8PSK 信号分类, 观察符号个数对分类性能的影响 ($\tau = T_s/2, \beta_1 = 0.5$)

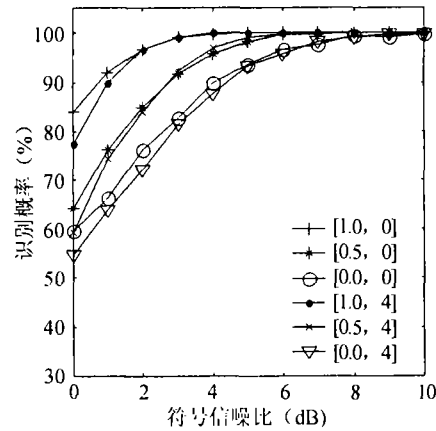


图 2 基于 4 阶循环累量的 2/4/8PSK 信号分类, 滚降系数和延迟参数对分类性能的影响 (码元个数 512, 图中数组为 $[\beta_1, \tau]$ 值)

(12) 式中 $\|\cdot\|$ 为取范数, \hat{F}_r 是从接收的待分类数据序列中提取的特征。

3 分类算法性能的计算机仿真

在下面的计算机仿真中, 我们对八阶以下的 MPSK 信号, 独立进行 500 次 Monte Carlo 试验。采用虚部与实部独立同分布的均匀分布平稳白噪声序列作为观测噪声模型。MPSK 基带信号的成型脉冲选择不同滚降系数的升余弦波形, 采用频带有效调制方式产生 (1) 式中的信号^[6]。并假设精确已知码元速率, 除此之外, 有关调制方式的其它参数一概不知。(7) 式和 (4) 式的计算可以按照 (2) 式和 (3) 式, 利用 FFT/IFFT 计算正弦抽取算子。

仿真测试 1 2PSK/4PSK/8PSK 信号分类性能仿真。试验采用滚降系数为 β_1 的升余弦成型脉冲信号, 码元宽度 $T_s = 8$, 延迟向量 $\tau = [0, 0, \tau]$ 。

图 1 给出滚降系数 $\beta_1 = 0.5$, 延迟参数 $\tau = T_s/2 = 4$ 时, 观测区间内码元符号的个数对分类性能的影响。在 90% 的正确分类概率时, 64, 128, 256, 512, 1024 个码元符号的观测区间所需的信噪比对应为 12.5dB, 6.9dB, 4.4dB, 2.7dB, 1.3dB。随着数据长度增加所需的信噪比逐渐降低。当信噪比为 12 dB 时, 大于等于 128 个码元符号的观测区间的分类正确率几乎都达到了 100%。

图 2 给出了 2PSK/4PSK/8PSK 分类时, 滚降系数 β_1 和延迟参数 τ 对分类性能的影响。给定延迟参数 $\tau = 0$, 随着滚降系数 β_1 的增加, 基带成型脉冲的谱逐渐展宽, MPSK 信号在 $\beta = 1/T_s$ 处的循环时变累量绝对值增大, 等效信噪比变大, 导致分类性能变好。而给定滚降系数 $\beta_1 = 1.0$, 对于升余弦成型脉冲, 延迟参数 $\tau = 0$ 时的分类性能要比 $\tau = T_s/2$ 时的高。对于 512 个码元符号的观测区间, 当信噪比大于等于 8dB 时, 未知的滚降系数 β_1 和所选的延迟参数对分类性能的影响可以忽略不计, 不同情况下的分类性能都达到近似 100% 的分类概率。表明了本文算法对未知波形参数的稳健性。

仿真测试 2 2PSK/4PSK 信号分类, 本文算法与已有算法的性能比较。试验采用滚降系数为 $\beta_1 = 0.5$ 的升余弦成型脉冲信号, 码元宽度 $T_s = 8$, 延迟向量 $\tau = [0, 0, T_s/2]$ 。

图 3 是本文算法与文献 [1] 中准最优对数似然比算法、以及文献 [2] 基于码元同步采样平稳序列模型的累量分类方法的性能比较。当观测区间的码元个数为 128, 且达到 95% 的正确分类概率时, 本文算法与文献 [2] 方法相比有 4dB 的性能损失, 与文献 [1] 方法相比有 8dB 的性能损失。但应指出, 文献 [1] 的似然比分类方法只适用于高斯噪声, 文献 [2] 的方法要已知噪声的

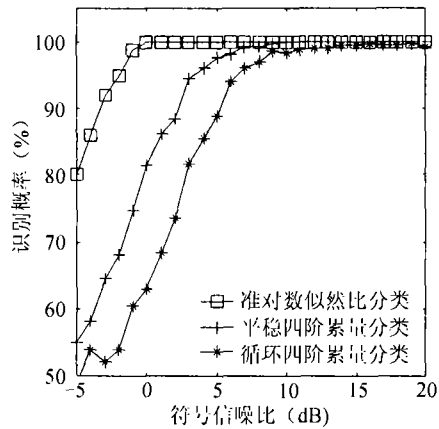


图3 2PSK/4PSK 分类

本文算法与文献 [1] 和文献 [2] 算法的性能比较
(码元个数 128, $\tau = T_s/2, \beta_1 = 0.5$)

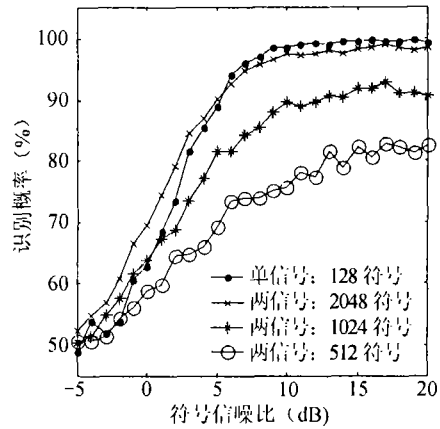


图4 2PSK/4PSK 分类

本文算法在多信号条件下的分类性能
(感兴趣信号 $T_{s1} = 8$, 干扰信号 $T_{s2} = 5$)

精确分布 (高斯或非高斯), 这两种算法都要已知信噪比参数。相比之下, 本文算法只要求观测噪声是平稳的, 可服从任意未知的分布规律, 且仅利用了 MPSK 信号的码元速率参数, 不需要知道信噪比的先验知识。从这些方面也表明了本文算法的稳健性和普适性。

仿真测试 3 多信号特别是存在循环平稳干扰情况下的调制分类性能仿真。2PSK/4PSK 信号分类, 试验采用滚降系数为 $\beta_1 = 0.5$ 的升余弦成型脉冲信号。感兴趣信号的码元宽度 $T_{s1} = 8$, 干扰信号的码元宽度 $T_{s2} = 5$, 干扰信号功率与感兴趣的信号功率相等。延迟向量 $\tau = [0, 0, T_{s1}/2]$ 。

由于循环时变累量对具有不同循环频率的通信信号具有信号选择能力^[8], 使得本文算法具有潜在的多信号选择性调制分类能力。具体表述如下。令

$$r(t) = s_1(t, T_{s1}) + s_2(t, T_{s2}) + n(t) \quad (13)$$

由于 $n(t)$ 为平稳噪声, $s_1(t, T_{s1})$ 和 $s_2(t, T_{s2})$ 具有不同的循环频率, 把 (13) 式带入 (2)-(4) 式中, 利用循环时变累量的性质不难得到^[8]

$$C_{r, 4X}^{1/T_{s1}}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = C_{s_1, 4X}^{1/T_{s1}}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \quad (14a)$$

$$C_{r, 4X}^{1/T_{s2}}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = C_{s_2, 4X}^{1/T_{s2}}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \quad (14b)$$

(14) 式中 $X \in [0, 1, 2]$, 若已知感兴趣信号的码元速率, 就可以用 (14) 式和 (7) 式对感兴趣的信号进行调制分类。

图 4 给出了以感兴趣信号的码元个数为参变量的分类性能仿真结果。作为比较, 同时用单实线给出了单信号时的分类性能。我们看到, 在信噪比为 5dB 且达到 90% 的分类概率时, 多信号时所需的观测码元个数 (2048 个码元) 是单信号时 (128 个码元) 的 16 倍。表明本文算法的多信号调制识别能力是以增加观测码元个数为代价的, 这与文献 [8] 中关于循环累量多信号分辨能力的结论是一致的。

4 结 论

本文针对非高斯噪声、多信号环境下 MPSK 信号的调制分类问题, 提出了一种新的基于循环累量域的分类特征。该特征只利用了码元速率的先验信息, 不需要码元定时同步, 对未知的基带成型脉冲的形状具有普适性和稳健性。对 MPSK 基带信号的时移、载波相位误差、信号幅

度变化具有不变性,并可抑制平稳加性(高斯或非高斯、有色或白的)噪声。与文献[1, 2]相比,新方法在达到满意的分类性能同时,降低了对感兴趣信号的先验知识的要求。循环时变累量潜在的多信号选择性,使得本文提出的分类特征具有多信号分类识别能力。计算机仿真试验及与已有算法的性能比较,证实了本文算法的有效性。

参 考 文 献

- [1] Huang Chung-Yu, A. Polydoros, Likelihood methods for MPSK modulation classification, IEEE Trans. on Communications, 1995, COM-43(2/3/4), 1493-1504.
- [2] A. Swami, B. M. Sadler, Hierarchical digital modulation using cumulants, IEEE Trans. on Communications, 2000, COM-48(3), 416-429.
- [3] W. A. Gardner, C. M. Spooner, Cyclic spectral analysis for signal detection and modulation recognition, MILCOM'88, San Diego, CA, 1988, 419-424.
- [4] Y. K. Kim, C. L. Weber, Generalized single classifier with applications to SQPSK v.s. 2^k PSK, MILCOM'89, Boston, MA, 1989, Vol.3, 754-759.
- [5] J. Reichert, Automatic classification of communication signals using higher order statistics, ICASSP'92, San Francisco, 1992, Vol.5, 221-224.
- [6] J. G. Proakis, Digital Communication, Third Ed., New York, McGraw- Hill Book Co., 1995, chapter 4.
- [7] W. A. Gardner, C. M. Spooner, The cumulant theory of cyclostationary time-series, Part I: Foundation, IEEE Trans. on Signal Processing, 1994, SP-42(12), 3387-3408.
- [8] C. M. Spooner, W. A. Gardner, The cumulant theory of cyclostationary time-series, Part II: Development and Applications, IEEE Trans. on Signal Processing, 1994, SP-42(12), 3409-3429.
- [9] C. L. Nikias, Higher-Order Spectra Analysis—A Nonlinear Signal Processing Framework, Englewood Cliffs, New Jersey, PTR Prentice Hall, 1993, chapter 2.
- [10] 沈潜, 汤霖, 模式识别导论, 长沙, 国防科技大学出版社, 1991, 25-35.

ALGORITHM FOR MODULATION CLASSIFICATION OF MPSK SIGNALS BASED ON CYCLIC CUMULANT INVARIANTS

Chen Weidong Yang Shaoquan

(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract A new invariants classification feature based on cyclic temporary cumulant is proposed for classification of MPSK signals. The new feature only uses the symbol rate information, which is resistant to shaping pulse and invariant with respect to the time-translation, local carrier phase offset and amplitude scale of the baseband MPSK signals, and can suppress stationary additive noise. The signal selectivity of cyclic temporary cumulants makes it possible for the proposed feature to be applied to modulation classification of multi-signals. Theoretical analysis and extensive computer simulations show the efficiency of the proposed classification algorithm.

Key words Modulation classification, Higher order statistics, Cyclic temporary cumulant

陈卫东: 男, 1968年生, 博士生, 感兴趣的研究方向为通信对抗技术, 数字化接收技术, 通信信号调制类型识别及参数估计。

杨绍全: 男, 1938年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为电子对抗技术, 数字化接收技术, 系统仿真。