

# MPPSK通信系统中的检测与信道编码的研究

盛晶晶<sup>1</sup>, 陈贤卿<sup>2\*</sup>

<sup>1</sup>浙江师范大学数学与计算机科学学院, 浙江 金华

<sup>2</sup>浙江师范大学工学院, 浙江 金华

Email: shengjingjing1003@163.com, <sup>\*</sup>cxq@zjnu.edu.cn

收稿日期: 2020年9月9日; 录用日期: 2020年9月19日; 发布日期: 2020年10月10日

## 摘要

为了尽可能地利用有限的频谱资源, 本文根据多元位置相移键控(MPPSK)调制信号的特点, 研究基于多分类支持向量机(SVM)的非线性方法在低阶MPPSK通信系统中的检测性能, 并对SVM输入特征向量做降维处理, 降低系统复杂度。为了进一步提升MPPSK系统在低信噪比下的误码率性能, 本文引入低密度奇偶校验码(LDPC)作为信道编码用以抵抗信道噪声。仿真结果表明, 多分类SVM非线性检测在较少的特征向量维数中, 可获得最多10 dB的信噪比增益, 经LDPC译码后系统性能可进一步提升8 dB。因而, 在MPPSK通信系统中选择多分类SVM方法不仅可以提升检测性能, 而且抗干扰能力更强, 传输码率更高。

## 关键词

多元位置相移键控, 多分类支持向量机, 非线性检测, 低密度奇偶校验码

# Research on Detection and Channel Coding in MPPSK Communication System

Jingjing Sheng<sup>1</sup>, Xianqing Chen<sup>2\*</sup>

<sup>1</sup>College of Mathematics and Computer Science, Zhejiang Normal University, Jinhua Zhejiang

<sup>2</sup>College of Engineering, Zhejiang Normal University, Jinhua Zhejiang

Email: shengjingjing1003@163.com, <sup>\*</sup>cxq@zjnu.edu.cn

Received: Sep. 9<sup>th</sup>, 2020; accepted: Sep. 19<sup>th</sup>, 2020; published: Oct. 10<sup>th</sup>, 2020

## Abstract

In order to make the best use of the limited spectrum resources, this paper studies the detection performance of the nonlinear method based on the multiple classification support vector machine (SVM) in the low-order multiple position phase-shift keying (MPPSK) communication system ac-

\*通讯作者。

According to the characteristics of MPPSK modulated signals, and the dimension-reduction processing for the input feature vectors of SVM is performed, so that the complexity of system is reduced. In order to further improve the bit error rate performance of MPPSK system at the low signal noise rate (SNR), the low density parity check code (LDPC) is introduced by this paper as the channel coding to resist the channel noise. The simulation results have shown that the maximum SNR gain of 10 dB at the less feature vector dimensions can be obtained by the multiple classification SVM nonlinear detection, and the system performance can be further increased by the 8 dB after decoding by the LDPC. Therefore, the multiple classification SVM method is chosen in the MPPSK communication system, not only can the detection performance is improved, but also the anti-interference ability is stronger and the transmission code rate is higher.

## Keywords

M-Position Phase-Shift Keying, Multiple Classification Support Vector Machine, Nonlinear Detection, Low Density Parity Check Code

Copyright © 2020 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

随着无线多媒体技术的发展,无线电频谱已成为稀缺资源,如何更有效地利用频谱资源已成为通信系统设计的一个关键问题。数字通信系统的频谱利用率,取决于信息数据调制到发送频带后所占的频带宽度,可用单位频带内的码率来衡量。目前,简单的二进制数字调制方法有幅移键控、频移键控和相移键控。这些调制方法都是通过改变正弦波的幅度、频率或者相位来实现,它们的共同特点是抗干扰能力较强,但频带利用率相对较低。为了更加高效地利用频谱这种宝贵的战略资源,东南大学吴乐南等提出了扩展二元相移键控(EBPSK: Extended Binary Phase Shift Keying)调制和多元位置相移键控(MPPSK: M-ary Pulse Position Shift Keying) [1],发明了能在输入信噪比  $SNR < 0$  时以幅度过冲突显出调制信息的特殊冲击滤波器(SIF: Special Impacting Filter) [2],并揭示其理论机理,展现出类正弦通信的潜力[3]。目前,高效调制通信系统的研究主要集中在调制信号优化、滤波器设计、解调器的实现以及综合应用等几个方面[4] [5] [6] [7],高效调制系统中检测与信道编码的研究依然处于起步阶段,虽然现有高效调制通信系统的检测已有一些研究成果[8] [9],但随着研究的深入,新课题的出现,包括多进制、连续相位调制通信系统的检测与信道编码的引入[10],使得原有检测方式亟需优化并对新出现的课题进行更加深入的研究。随着统计信号处理、模式识别与分类理论应用于特殊的通信系统以及一些新兴技术的蓬勃发展,为高效调制通信系统的检测与信道编码提供了新的思路。高斯过程、支持向量机(SVM: Support Vector Machine)等非线性算法用于分类判决、多用户检测以及非线性信道均衡,可在一定程度上提升通信系统的检测性能[11] [12] [13]。而且,机器学习、优化算法与信道编码相结合在某些条件受限情况下既可降低计算量又可获得较好的效果[14] [15]。本文采用多分类 SVM 算法,对 MPPSK 接收机输出信号进行中频解调,同时引入了 LDPC 码并采用硬判决译码,以期获得系统整体性能的提升。

## 2. MPPSK 调制技术

为了尽可能地在有限的带宽里传输大量的信息,以应对高速发展的无线多媒体应用对带宽提出的更高要求。考虑到与传统二进制调制相对应的多进制幅移键控、频移键控、相移键控以及正交调幅等多

元调制技术可用于提高频谱的利用率, 再联想到EBPSK调制信号的符号“0”和“1”均含有 $N$ 个正弦载波周期, 但符号“1”的调相区间只占 $K$ 个载波周期且相位跳变一般固定在符号的起始位置, 每个符号只能携带1bit信息, 而将EBPSK与脉冲位置调制相结合, 则可得到频谱效率更高的MPPSK调制, 进一步提高频谱利用率。MPPSK调制技术在增加信息传输量的同时, 保持调制事件个数不变, 仅改变了调制的位置, 从而实现了带宽的压缩。

MPPSK调制的基本思想是将调相分布于符号周期的其它位置而并不固定于起始处, 从而可表示更多的信息。在一个符号周期 $NT$ 内MPPSK的统一表达式为式(1), 其中, 实际发送的符号 $k$ 有 $M$ 种取值;  $T=1/f_c$ 为载波周期;  $r_g$ 为符号保护间隔控制因子; 调制参数 $M$ 、 $K$ 、 $N$ 、 $\theta$ 和 $r_g$ 用于控制信号带宽、传输码率和检测性能。当调制参数 $M=2$ ,  $r_g=0$ 时, 式(1)即退化为EBPSK调制。表1给出了16PPSK调制事件、位置与对应的二进制组合, 从表中可以看到不同的二进制数据可与位置信息相结合以代表不同的码元符号。

$$f_k(t) = \begin{cases} \sin \omega_c t & 0 \leq t < NT & k = 0 \\ \sin f_c t & 0 \leq t \leq (k-1)KT \\ \sin(f_c t + \theta) & (k-1)KT < t < (k-r_g)KT, 0 \leq \theta \leq \pi & 1 \leq k \leq M-1 \\ \sin f_c t & (k-r_g)KT \leq t < NT \end{cases} \quad (1)$$

**Table 1.** 16PPSK modulation events, locations, and corresponding binary combinations  
**表 1.** 16PPSK 调制事件、位置与对应的二进制组合

MPPSK 调制					
K	调制事件位置	对应的二进制组合	K	调制事件位置	对应的二进制组合
0	没有调制事件	0000	8	8	1000
1	1	0001	9	9	1001
2	2	0010	10	10	1010
3	3	0011	11	11	1011
4	4	0100	12	12	1100
5	5	0101	13	13	1101
6	6	0110	14	14	1110
7	7	0111	15	15	1111

与EBPSK调制事件在码元起始位置不同, MPPSK调制最大的特点是与位置信息相结合, 相位跳变在符号持续周期中的位置是MPPSK最为重要的参数之一。这一位置信息在调制波形产生过程中则表现为延时, 图1给出了MPPSK调制信号产生的过程。随机产生 $M$ 进制的信息序列, 不同符号的延时由式(1)确定, 反相器控制相位变化的载波, 信息序列中 $\tau$ 控制相位变化的宽度, 而 $\tau$ 在码元周期 $T$ 内的位置为相位变化的位置, 不同的位置即表示不同的符号。

利用图1所示的调制方法, 通过控制载波跳变以及跳变的位置可得MPPSK调制波形如图2所示, 其中调制参数 $K=1$ ,  $N=5$ ,  $r_g=0$ 。与EBPSK调制相比, 两者仅在调制位置上不同, 因而, 在相同的码元持续时间内可以传输更多的信息。

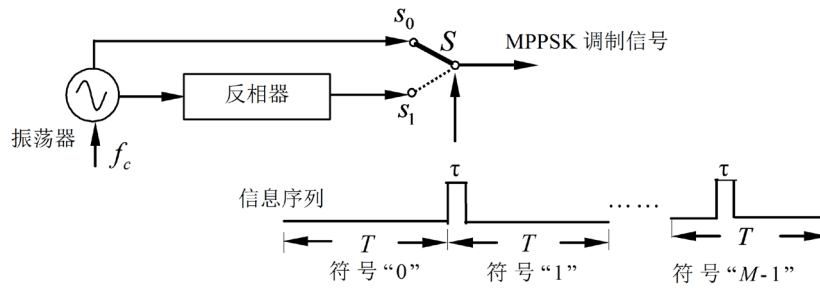


Figure 1. The MPPSK modulation process  
图 1. MPPSK 调制过程

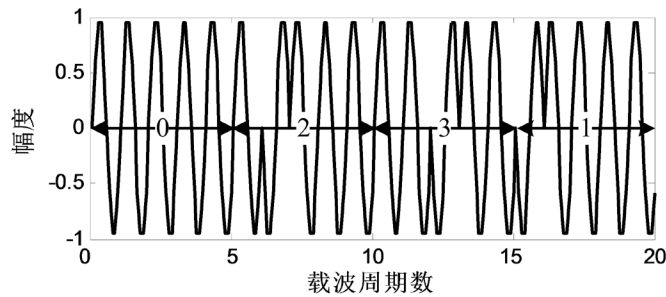


Figure 2. 4PPSK modulation waveform  
图 2. 4PPSK 调制波形

图 2 4PPSK 调制波形 MPPSK 调制与 EBPSK 调制一样都是非对称调制, 因而可占用较少的带宽实现符号的发送。MPPSK 调制信号的功率谱如图 3(a)所示, 为了抑制其中的线谱分量, 由功率谱密度函数中的线谱部分分析可以得到如下影响线谱分量幅值的系数:

$$\lambda = \frac{4}{\left(\pi \left(N - \frac{m^2}{N}\right) M\right)^2} \sin^2 \left( \frac{m(M-1)K}{N} \pi \right) \quad (2)$$

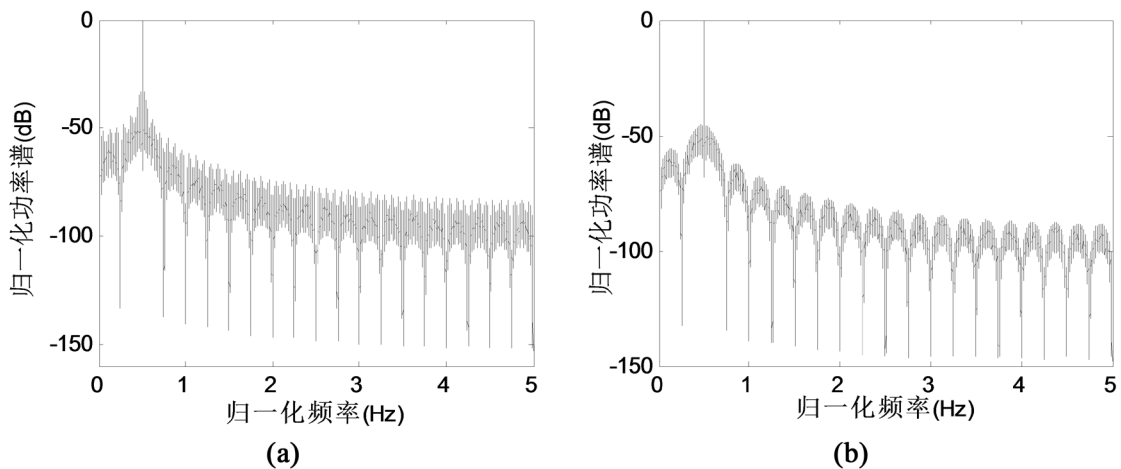


Figure 3. The power spectrum of MPPSK and the power spectrum after the suppression line spectrum. (a) The power spectrum at the modulation parameters  $K = 2$ ,  $N = 36$  and  $M = 16$ ; (b) The power spectrum at the modulation parameters  $K = 2$ ,  $N = 30$  and  $M = 16$

图 3. MPPSK 功率谱及抑制线谱后的功率谱。(a) 调制参数  $K = 2$ 、 $N = 36$  和  $M = 16$  时的功率谱; (b) 调制参数  $K = 2$ 、 $N = 30$  和  $M = 16$  时的功率谱

由于线谱受控于  $\lambda$  值, 若要抑制线谱分量, 只要使  $\lambda = 0$  即可。此时, 可得如下关系:

$$N = (M - 1)K \quad (3)$$

即  $N$ 、 $M$  和  $K$  满足式(3)的要求便可抑制线谱分量。图 3 所示为不同调制参数下的 MPPSK 功率谱, 其中图 3(a)中调制参数为  $K = 2$ ,  $N = 36$  和  $M = 16$ ; 而图 3(b)中调制参数满足式(3)的关系。对比两图可以看到, 图 3(a)中的功率谱明显比图 3(b)更加光滑, 而且幅度稍低, 因而通过控制调制参数便可抑制线谱同时可占用更少的发送带宽。

### 3. MPPSK 系统检测与信道编码

MPPSK 调制利用码元周期中不同位置的载波变化代表不同的符号, 因而检测过程中确定载波变化的位置最为关键。由于信道噪声的影响, 该位置有时较难精确定位, 这势必会对检测性能产生较大的影响。若能找到一种方法, 对位置信息不太敏感, 而且能得到期望的结果, 同时又可适当降低复杂度, 那么将较大程度上优化 MPPSK 接收机, 为此, 本文在 MPPSK 系统中引入多分类 SVM 用以检测接收信号并进行 LDPC 译码。

#### 3.1. SVM 多分类

多分类 SVM 是指在二类的基础上增加分类的类别, 考虑到多分类算法的复杂度, 本文只讨论 MPPSK 调制系统中阶数不高的情况(即分类类别较少), 采用一对一法进行分析。一对一法是指每次训练时将样本分成两类, 依次构造所有可能的二类分类器(即  $k$  个类别共需构造  $N = k(k - 1) / 2$  个分类器)。这些二类分类器可用投票法组合, 判决规则如式(4): 如果  $\text{sign}\left(\left(\mathbf{w}^{pq}\right)^T \Psi(\mathbf{x}_i) + b^{pq}\right)$  输出  $x$  属于第  $p$  类, 则投票给  $p$  类, 票数加 1; 否则  $q$  类票数加 1; 投票完成后确定  $x$  所属类别为得票最多的那一类。由于 MPPSK 调制中不同位置的载波跳变可代表  $M$  种发送符号, 因而接收机可根据 SIF 冲击幅度和位置信息使用该方法进行检测。

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}^{pq}, b^{pq}, \xi^{pq}} \quad & \frac{1}{2} \left(\mathbf{w}^{pq}\right)^T \mathbf{w}^{pq} + C \sum_i \xi_i^{pq} \\ & \left(\mathbf{w}^{pq}\right)^T \Psi(\mathbf{x}_i) + b^{pq} \geq 1 - \xi_i^{pq}, \text{ 当 } y_i = p, \\ & \left(\mathbf{w}^{pq}\right)^T \Psi(\mathbf{x}_i) + b^{pq} \geq -1 + \xi_i^{pq}, \text{ 当 } y_i = q, \\ & \xi_i^{pq} \geq 0. \end{aligned} \quad (4)$$

#### 3.2. MPPSK 系统的非线性检测

MPPSK 调制系统中非线性检测相较于传统的门限检测在  $M$  值较小的情况下可使系统性能有较大提升。采用人工神经网络反向传播(ANN-BP: Artificial Neural Network using the Back Propagation Algorithm)算法利用 SIF 输出的波形差异和位置特征, 检测性能明显优于传统基于锁相环(PLL: Phase Locked Loop)的门限判决方法, 仅劣于 EBPSK 门限检测[16]。但是, 该方法并未考虑降低接收机检测的计算复杂度, 将 SIF 输出信号采样值全部作为 ANN-BP 的输入, 在采样率较高, 即便是  $M$  值较小的情况下依然是难以承受的。若根据 MPPSK 调制信号的特点选择少量采样点组成特征向量作为多分类 SVM 输入进行检测, 则可有效地降低检测的复杂度。由于 MPPSK 调制信号在码元周期的不同位置都有可能出现相位的跳变, 这就需要在整个码元周期内选取采样点组成该特征向量, 这与 EBPSK 调制信号有所不同。若控制选取采样点的跨度, 则采用维数较少的特征向量即可完成多分类 SVM 的训练与测试, 不仅可以较大程度上降低系统的计算复杂度, 而且无需像门限检测那样在检测前先确定冲击的位置。需要指出的是, 由于 MPPSK 调制的特点, 整个符号周期内不同位置的载波变化代表着不同的符号, 波形及能量的特点无法反映位置信息。

由于 MPPSK 波形与 EBPSK 波形相比仅在跳变位置有差异,因而在接收端无需设计专门用于 MPPSK 的 SIF, 仅需选择相应采样率的 SIF 即可。图 4 为 4PPSK 调制信号通过 SIF 后的包络波形, 其中调制参数  $M = 4$ ,  $K = 2$ ,  $N = 5$ 。与 EBPSK 调制一样, 载波的相位变化转化为寄生调幅, 由于不同符号的相变位置不同, 因而幅度冲击的位置也各异, 这一位置信息即为检测的关键。

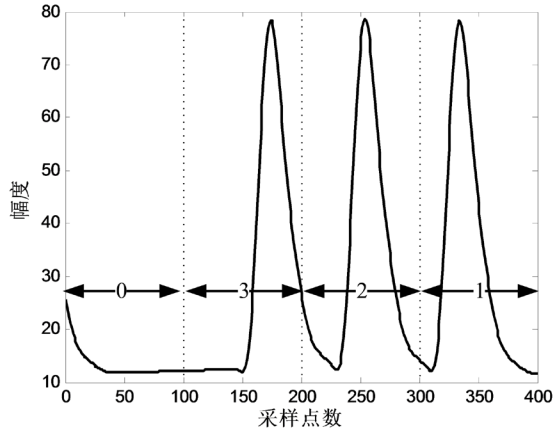


Figure 4. The MPPSK modulation signal passes through the waveform after SIF  
图 4. MPPSK 调制信号通过 SIF 后的波形

MPPSK 与 EBPSK 接收机的唯一差别是根据波形的跳变位置进行检测, 图 5 所示为 MPPSK 利用多分类 SVM 技术检测的结构图, 其处理过程相对应的波形如图 6 所示。

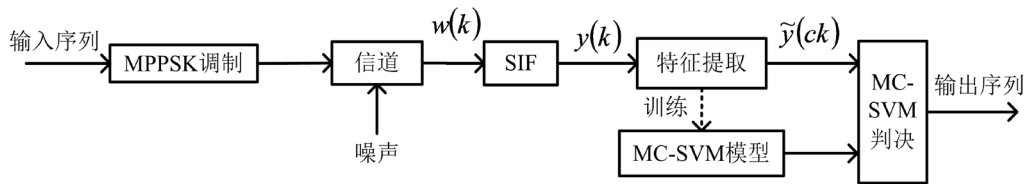


Figure 5. The structure diagram of multi-classification SVM detection is applied in MPPSK system  
图 5. MPPSK 系统中应用多分类 SVM 检测的结构图

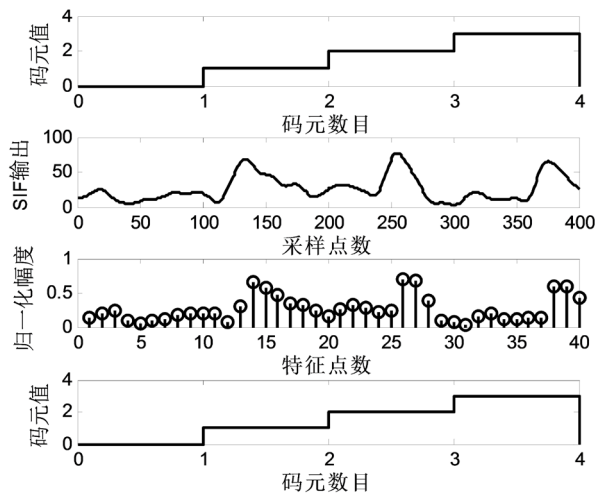


Figure 6. Output waveforms detected in MPPSK based on multiclassified SVMs  
图 6. MPPSK 中基于多分类 SVM 检测的输出波形

原始的发送码元被调制成 MPPSK 信号并送入信道中, 由图 6 中可以看到, 由于噪声的作用, 在接收端 SIF 输出波形不再像图 4 那样“完美”, 而且跳变位置也很难精确判断, 因而门限检测将受到门限值以及位置的影响。考虑到 ANN-BP 算法输入向量的维数较高, 致使测试复杂度增加, 为了进一步降低检测器的复杂度, 选取  $c=10$ , 使得 SVM 输入向量维数仅仅为 SIF 输出信号的 10% (即  $\hat{y}(ck)$  的维数是  $y(k)$  的 10%)。图 6 中提取的特征能很好地反应原始的 SIF 输出波形, 而且特征向量中采样点的顺序又很好地表示冲击部分的位置。最后, 将提取的特征向量作为多分类 SVM 检测的输入并利用式(4)中的算法得到接收码元, 从而完成最终的检测。

#### 4. 实验仿真

为了验证多分类 SVM 非线性检测器在 MPPSK 调制系统中的性能, 本文在仿真中选择 3000 个随机码元作为 SVM 训练样本, 选取采样点  $l=10$ ; 采用  $M=4$ ,  $N=10$ ,  $K=2$ ,  $\theta=\pi$ ,  $A=B=1$ ,  $r_g=0$  条件下的 MPPSK 调制波形, 采样率  $f_s=10f_c$ 。选择码长为 1000, 码率 1/2 的 LDPC 规则码作为信道编码, 迭代 50 次。测试码元数为  $10^6$ , 并经过 1000 次独立的试验后取平均值。

不同的方法应用于 MPPSK 信号检测的复杂度以及性能都不同, 图 7 所示为多分类 SVM、ANN-BP 和 PLL 方法对 4PPSK 信号进行的检测性能与相同条件下的 EBPSK 信号的的门限检测(TD: Threshold Detection)性能对比。多分类 SVM 和 ANN-BP 法均可以较大程度上提升接收器的性能, 与 PLL 方法相比性能可提升 10~11 dB。而且, 多分类 SVM 的检测性能甚至优于 EBPSK-TD 的性能, 而 ANN-BP 检测则稍劣于 EBPSK-TD 的性能。多分类 SVM 比 ANN-BP 方法性能上可提升 1 dB 左右, 而且采用了特征向量的降维处理, 前者的复杂度更低, 从而更适合在 MPPSK 系统中应用。当然, 与门限检测相比, 多分类 SVM 检测复杂度要更高一些, 这主要在于多分类 SVM 需要在测试之前先进行训练得到分类模型, 而且构造分类器的数量随着  $M$  值的增大而变多。

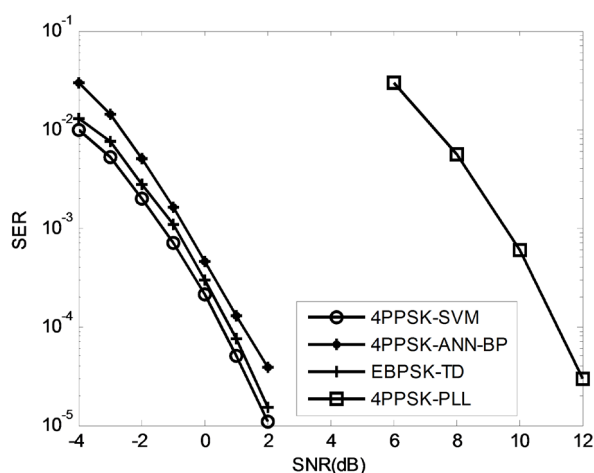


Figure 7. Different methods of MPPSK detection performance and EBPSK-TD performance curve  
图 7. 不同方法的 MPPSK 检测性能与 EBPSK-TD 性能曲线

在 MPPSK 系统中, SIF 的冲击幅度以及精确定位载波变化的位置会对门限检测有较大的影响, 而对多分类 SVM 检测的影响相对较小, 这主要得益于 SVM 方法对幅度以及位置信息的影响相对不敏感。然而, 多分类 SVM 对调制阶数  $M$  较为敏感, 随着  $M$  值的增大, 总的分类复杂度增加。图 8 所示为 EBPSK, 3PPSK, 4PPSK 和 5PPSK 利用多分类 SVM 检测性能以及 LDPC 码译码后的性能曲线。4PPSK-SVM 的 SER 性能略差于 3PPSK-SVM 和 EBPSK-SVM, 稍好于 5PPSK-SVM。说明, 随着  $M$  值的增大性能有所

降低, 但 4PPSK 的码率是 EBPSK 的 2 倍, 这是因为有更多的时间位置被利用。从评估系统的整体性能上考虑, 要得到相同的误符号率(SER: Symbol Error Rate)性能, 高阶 MPPSK 调制需要的 SNR 与低阶的相比要更少, 因而, 高阶 MPPSK 对性能提升有一定的作用。需要指出的是, 随着  $M$  值的增大, 输入向量的维数相应增加, 而且分类数增加导致复杂度增加并对性能也有较大的影响, 致使  $M$  取值不能太大, 因而多分类 SVM 仅适用于  $M$  值较小的 MPPSK 调制系统检测。此外, 为了抵御信道噪声, 在 MPPSK 系统中引入了 LDPC 码并采用硬判决译码。从图 8 中可以看到, 加入编码后在  $SER = 10^{-4}$  时, SNR 可提升 8 dB 左右, 与检测结果类似, 随着调制阶数  $M$  的增加, 系统整体性能略有恶化。

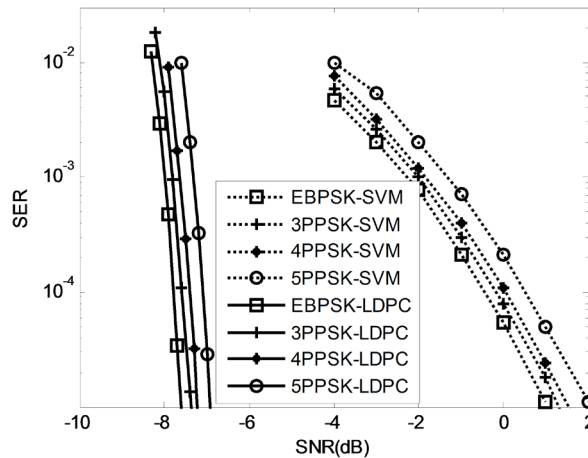


Figure 8. Detection and channel encoding in the MPPSK system  
图 8. MPPSK 系统中检测与信道编码

因此, 多分类 SVM 可极大地提升 MPPSK 系统的检测性能, 相比基于 PLL 的门限检测受调制位置影响更小, 而且在低阶 MPPSK 系统中的检测更有优势。从而在低阶 MPPSK 系统中应用多分 SVM 方法是一种较为有效的提升系统性能方式。

### 5. 总结

本文讨论了 MPPSK 调制系统中的检测与信道编码问题。其中, 在 MPPSK 系统中采用对调制位置不敏感的多分类 SVM 方法, 使得检测过程中无需首先确定跳变位置, 并对 SVM 输入特征向量进行降维, 检测性能与 PLL 门限方法相比可提升 10 dB 以上。随着阶数  $M$  值的增大, 系统的检测性能变差而且复杂度增加, 但高阶 MPPSK 系统在相同 SER 的条件下所需的 SNR 更少, 因而在实用过程中需要对复杂度与性能进行权衡选择。同时, 在 MPPSK 系统中引入 LDPC 码用以抵抗信道噪声, 得到了较好的效果。

### 基金项目

浙江省自然科学基金资助项目(No.LY17F010003); 国家自然科学基金资助项目(No.61604068)。

### 参考文献

- [1] 吴乐南, 应鹏魁. 扩展的二元相移键控调制解调器[P]. 中国专利, ZL 201020649416.2. 2011-09-28.
- [2] Feng, M., Wu, L.N. and Gao, P. (2012) From Special Analogous Crystal Filters to Digital Impacting Filters. *Digital Signal Processing*, **22**, 690-696. <https://doi.org/10.1016/j.dsp.2012.02.011>
- [3] Feng, M. and Wu, L. (2009) Special Non-Linear Filter and Extension to Shannon's Channel Capacity. *Digital Signal Processing*, **19**, 861-873. <https://doi.org/10.1016/j.dsp.2009.03.003>
- [4] 陈志敏, 贺新毅, 李靖超, 靳一. 基于高效调制的 MIMO 方案及性能分析[J]. 上海电机学院学报, 2018(2): 15-20



---

+ 27.

- [5] Wang, H.Y. and Tian, H.X. (2019) Anti-Multipath Performance Improvement of an M-Ary Position Phase Shift Keying Modulation System. *Sensors*, **19**, 1938. <https://doi.org/10.3390/s19081938>
- [6] Yao, Y., Zhao, J.H. and Wu, L.N. (2018) Cognitive Radar Waveform Optimization Based on Kalman Filtering for target Estimation. *Journal of Applied Remote Sensing*, **12**, Article ID: 035016. <https://doi.org/10.1117/1.JRS.12.035016>
- [7] Yao, Y., Zhao, J.H. and Wu, L.N. (2019) Adaptive Extended Binary Phase-Shift Keying Waveform Design Algorithm for Extended Target Detection. *Journal of Applied Remote Sensing*, **13**, Article ID: 016511. <https://doi.org/10.1117/1.JRS.13.016511>
- [8] Velasquez, H.A.M. and Gordillo, A.C. (2018) EBPSK-Based Quadrature Ultra Narrow Band Modulation System. 2018 *IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC 2018)*, Arequipa, 12-14 December 2018, 1-4. <https://doi.org/10.1109/LAMC.2018.8699043>
- [9] Yaom Y., Li, X. and Wu, L.N. (2018) Study of Range-Extended Target Detection Performance Based Optimized EBSPK Signals. *Cluster Computing*, **22**, 6781-6793. <https://doi.org/10.1007/s10586-018-2650-9>
- [10] Chen, Z.M., Chen, P., Li, J.C. and Miao, P. (2018) Non-Orthogonal Multi-Carrier MIMO Communication System Using M-Ary Efficient Modulation. *Digital Signal Processing*, **76**, 14-21. <https://doi.org/10.1016/j.dsp.2018.01.019>
- [11] Miao, P., Wu, L.N. and Chen, Z.M. (2018) An Anti-Noise Modem for Visible Light Communication Systems Using the Improved M-Ary Position Phase Shift Keying. *AEU—International Journal of Electronics & Communications*, **85**, 126-133. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2017.12.039>
- [12] Chen, Z.M., Li, J.C., Chen, P. and Miao, P. (2018) Blind Source Separation for Multi-Carrier Efficient Modulations Using MIMO Antennas. In: Sun, G. and Liu, S., Eds., *Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering*, Springer, Cham, 546-554. [https://doi.org/10.1007/978-3-319-73317-3\\_64](https://doi.org/10.1007/978-3-319-73317-3_64)
- [13] Chen, X.Q., Song, S.B. and Zhou, W. (2014) Demodulation of a M-Ray Position Phase Shift Keying System Using Multi-Class Support Vector Machine Classification. *Applied Mechanics and Materials*, **687-691**, 3840-3843. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.687-691.3840>
- [14] Yan, Z., Ping, W., Tao, L., *et al.* (2018) Performance Analysis of a LDPC Coded OAM-Based UCA FSO System Exploring Linear Equalization with Channel Estimation over Atmospheric Turbulence. *Optics Express*, **26**, 22182-22196. <https://doi.org/10.1364/OE.26.022182>
- [15] Meng, F., Chen, P., Wu, L.N. and Wang, X.B. (2018) Automatic Modulation Classification: A Deep Learning Enabled Approach. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **67**, 10760-10772. <https://doi.org/10.1109/TVT.2018.2868698>
- [16] 靳一, 吴乐南, 余静, 等. MPPSK 调制解调器研究[J]. 信号处理, 2012, 28(7): 917-925.