

## 多元位置相移键控调制功率谱的优化

苗圃\* 吴乐南 靳一

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

**摘要:** 该文针对影响多元位置相移键控(MPPSK)调制信号功率谱旁瓣电平的离散线谱杂散,分析出 MPPSK 调制信号的频谱特性,找出了线谱分布规律,提出了波形优化法和多元满位置法来抑制 MPPSK 功率谱中的线谱杂散;设计了两类不同的解调器对两种功率谱优化了的 MPPSK 信号进行解调;从功率谱特性和解调性能方面,对两种方法进行了仿真验证和分析;结果表明,优化后的调制信号功率谱旁瓣电平低,线谱杂散被抑制,-40 dB 带宽分别被紧缩了 73.72%和 43.72%,相同误码率指标下,波形优化法解调所需信噪比要比多元满位置法节省 0.3~0.7 dB,表明了这两种方法在功率谱优化中的可行性和有效性。

**关键词:** 无线通信;多元位置相移键控调制;线谱抑制;带宽紧缩;功率谱优化

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)07-1687-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.01259

## On Power Spectrum Optimization of M-ary Position PSK Modulations

Miao Pu Wu Le-nan Jin Yi

(College of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** Aimed at the discrete components affecting power spectrum sideband level, the spectral properties of the M-ary Position Phase Shift Keying (MPPSK) modulated signal is derived. The waveform optimization and full M-ary position is proposed to suppress these discrete spectral components. Two demodulators to adapt the optimized MPPSK signals are designed and simulated. The theoretical analysis and experimental results show that the discrete components are greatly suppressed with these two methods and the spectrum utilization is enhanced, the -40 dB bandwidth is tightened up by a factor of 73.72% and 43.72% respectively. 0.3~0.7 dB in signal to noise ratio at the same bit error rate is saved for waveform optimization demodulation than for full M-ary position demodulation which demonstrates the feasibility and validity of these two methods.

**Key words:** Wireless communication; M-ary Position Phase Shift Keying (MPPSK) modulation; Line spectra suppression; Bandwidth tightening; Power spectrum optimization

### 1 引言

随着无线多媒体业务的迅速发展,频谱供求矛盾日益突出。如何在有限的频带内提高频谱利用率成为目前无线通信领域的研究热点。宽带和超宽带<sup>[1]</sup>可以有效提高传信率,但以信道带宽不断增加为代价,频谱利用率并未得到相应的提升;在保持带宽和天线发射功率不变情况下,通过空时编码<sup>[2]</sup>能够提高信道容量,频谱利用率可以成倍提高,但却要以多天线(Multi Input Multi Output, MIMO)<sup>[3]</sup>的系统复杂度为代价,天线增多,系统复杂度加大。单天线系统中,增加信号空间的星座点数可以提高系统

的频谱利用率<sup>[4]</sup>,如多元正交调幅(M-QAM)和多元相移键控(M-PSK)等,但却以功率的指数倍增为代价。

近些年来,超窄带(Ultra Narrow Band, UNB)调制<sup>[5]</sup>由于在现行工程带宽定义内的高频谱利用率<sup>[6,7]</sup>而备受关注<sup>[8]</sup>;多元位置相移键控(M-ary Position Phase Shift Keying, MPPSK)作为一种多进制调制技术,实现了一个符号携带  $\log_2 M$  位信息,可在频谱结构和发射功率不变的前提下,使频谱利用率和传信率成倍提高,但其调制信号功率谱中的离散线谱抑制不够,严重影响了带宽紧缩。为了进一步提高频谱利用率,改善多信道传输性能,就必须优化功率谱结构,去除线谱杂散,降低边带电平。本文在研究 MPPSK 调制信号理论功率谱结构基础上,分别使用波形优化法和多元满位置调制法优化调制信号的功率谱,得到传输带宽窄、边带电平低

2012-09-28 收到, 2013-03-07 改回

国家自然科学基金(61271204)和广东省重大科技专项(2010A080402003)资助课题

\*通信作者: 苗圃 miaopusias@126.com

的调制波形，紧缩了信号带宽；针对两种优化方法分别设计所对应的解调器，实现了对该类调制信号的有效解调。

### 2 MPPSK 调制信号线谱杂散分析

设  $G_k = 0, 1, \dots, M-1 (M > 2)$  为  $M$  进制信息符号， $\omega_c$  为载波角频率， $T$  为载波周期，一个符号周期  $NT$  内有  $N$  个载波，相位调制时间  $\tau$  持续了  $K$  个载波周期， $0 \leq r_g < 1$  为符号间隔控制因子，为实现简单，通常取相位调制角  $\theta = \pi$ ，则当  $k = 0$  和  $k \neq 0$  时，MPPSK 调制波形可分别表示为<sup>[9,10]</sup>

$$g_0(t) = \sin \omega_c t, \quad 0 \leq t \leq NT \quad (1)$$

$$g_k(t) = \begin{cases} \sin \omega_c t, & 0 \leq t \leq (k-1)KT \\ -\sin \omega_c t, & (k-1)KT < t < (k-r_g)KT \\ \sin \omega_c t, & (k-r_g)KT \leq t < NT \end{cases} \quad (2)$$

设计调制器如图 1 所示。设调制参数  $M = 4$ ， $N = 10$ ， $K = 2$ ， $r_g = 0$ ， $f_c = 30$  MHz，采样频率  $f_s = 10f_c$ ，则符号 ‘1’ ‘2’ ‘3’ ‘0’ 和对应的 4PPSK 调制波形如图 2 所示。为了便于分析，取  $r_g = 0$ 。令  $G_i(\omega)$  为  $G_i$  对应调制波形  $g_i(t)$  的傅里叶变换，当  $G_i = 0$  和  $G_i \neq 0$  时，有

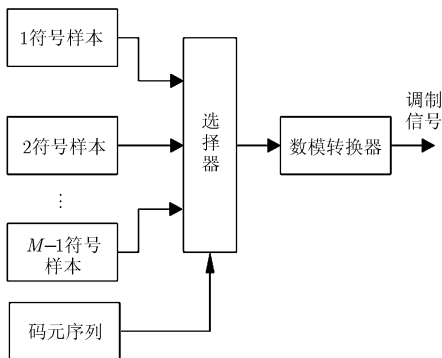


图 1 MPPSK 调制器框图

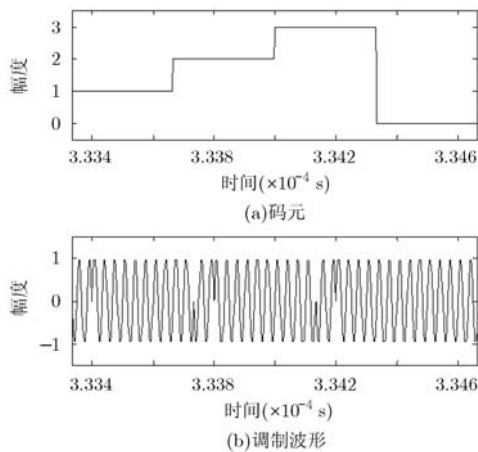


图 2 符号序列和对应的 4PPSK 调制波形

$$G_0(\omega) = \int_0^{N/f_c} \sin(\omega_c t) e^{-j\omega t} dt = \frac{\omega_c}{(\omega_c^2 - \omega^2)} \left( 1 - e^{-j\frac{N}{f_c}\omega} \right) \quad (3)$$

$$G_i(\omega) = \int_{NT} g_i(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{\omega_c \left( 1 - 2e^{-j\frac{(i-1)K}{f_c}\omega} + 2e^{-j\frac{iK}{f_c}\omega} - e^{-j\frac{N}{f_c}\omega} \right)}{\omega_c^2 - \omega^2} \quad (4)$$

当  $\omega \rightarrow \omega_c$  时，

$$G_i(\omega_c) = \left. \frac{d \left[ \omega_c \left( 1 - 2e^{-j\frac{(i-1)K}{f_c}\omega} + 2e^{-j\frac{iK}{f_c}\omega} - e^{-j\frac{N}{f_c}\omega} \right) \right] / (d\omega)}{d(\omega_c^2 - \omega^2) / (d\omega)} \right|_{\omega=\omega_c} = \frac{(2K-N)\pi}{\omega_c} j \quad (5)$$

同理，可得出

$$G_0(\omega_c) = \lim_{\omega \rightarrow \omega_c} G_0(\omega) = \frac{N\pi}{j\omega_c} \quad (6)$$

假设发送符号序列独立且任意码元周期内  $G_i$  出现概率为  $p_i$ ，则可求出 MPPSK 调制信号的功率谱为

$$P_S(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left| \sum_{i=0}^{M-1} \left[ p_i G_i \left( \frac{mf_c}{N} \right) \right] \frac{f_c}{N} \right|^2 \delta \left( f - \frac{mf_c}{N} \right) + \sum_{i=0}^{M-2} p_i (1-p_i) |G_{M-1}(f) - G_i(f)|^2 \frac{f_c}{N} - \sum_{i=0}^{M-2} \sum_{j=i+1}^{M-1} p_i p_j |G_{M-1}(f) - G_j(f)| \cdot |G_{M-1}(f) - G_j(f)| \frac{f_c}{N} \quad (7)$$

由式(7)可知， $P_S(\omega)$  由第 1 项的离散谱  $P_v(\omega)$  和后两项的连续谱  $P_u(\omega)$  和组成： $P_u(\omega)$  由发送符号的频率分量差值组成，包含了调制信息的随机性； $P_v(\omega)$  则由正弦波及其各次谐波组成，不含调制信息，是杂散的来源。在  $f_c$  保持不变时， $P_v(\omega)$  的幅值和分量个数主要由  $M$  和  $N$  共同影响。在  $N$  为定值时，输出杂散分量为周期序列，由间隔为  $f_c/N$  的一系列脉冲组成， $N$  越大，脉冲间隔越小；而当  $M$  增大时，各符号出现的随机性增强，则杂散幅值有一程度的减小，但杂散分量却增多了。

保持图 2 所用的调制参数不变，采用基于 Hamming 窗的 Welch 谱估计法对 1 万个码元调制的 MPPSK 信号进行功率谱估计如图 3 所示；保持其它参量不变，取  $N = 20$ ， $M = 8$ ，得到调制信号功率谱如图 4 所示。对比两图：线谱主要落在信号主

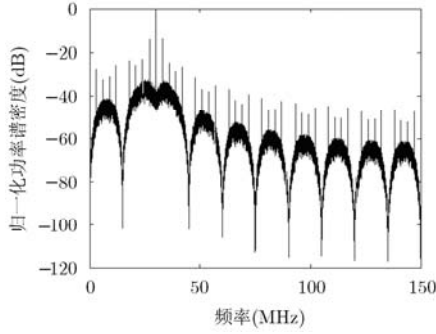


图 3  $N=10, M=4$ , 调制信号功率谱

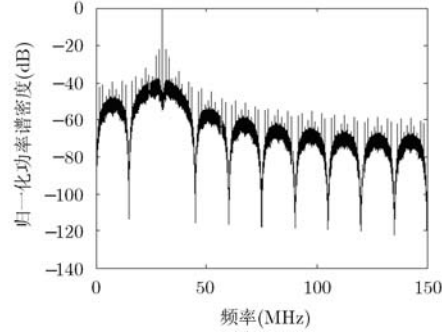


图 4  $N=20, M=8$ , 调制信号功率谱

瓣“头顶”和旁瓣“肩膀”处，以边带形式出现，影响大且难于去除；当  $M$  增大时，线谱幅度有所降低；当  $N$  增大时，线谱分量分布越来越密集。线谱杂散严重影响了功率谱旁瓣电平的降低。改变传输参量  $N$  和  $M$  可在一定程度上减小输出杂散，提高信号频谱纯度。因此，为了压缩传输带宽，减小邻道干扰，就必须优化 MPPSK 功率谱结构，抑制线谱杂散，降低边带电平。

### 3 波形优化法

#### 3.1 优化因子

由于发送信息和 MPPSK 调制波形间的特殊映射关系造成了线谱杂散，对此，可从修改调制波形出发优化原始调制波形<sup>[1]</sup>，使优化后的调制信号功率谱中不含线谱杂散。设

$$\phi_i(t) = g_i(t) - x(t), \quad i = 0, 1, \dots, M-1, \quad 0 < t \leq NT \quad (8)$$

为优化后符号  $G_i$  对应的调制波形，其中  $x(t)$  为波形优化因子。由式(7)可知  $\phi_i(t)$  的功率谱表达式为

$$\begin{aligned} P'_S(\omega) = & \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left| \sum_{i=0}^{M-1} p_i \Phi_i \left( \frac{mf_c}{N} \right) \frac{f_c}{N} \right|^2 \delta \left( f - \frac{mf_c}{N} \right) \\ & + \sum_{i=0}^{M-2} p_i (1 - p_i) \left| \Phi_{M-1}(f) - \Phi_i(f) \right|^2 \frac{f_c}{N} \\ & - \sum_{i=0}^{M-2} \sum_{j=i+1}^{M-1} p_i p_j \left| \Phi_{M-1}(f) - \Phi_i(f) \right| \\ & \cdot \left| \Phi_{M-1}(f) - \Phi_j(f) \right| \frac{f_c}{N} \end{aligned} \quad (9)$$

其中  $\Phi_i(\omega)$  为  $\phi_i(t)$  对应的傅里叶变换。令  $X(\omega)$  为  $x(t)$  的傅里叶变换，为了抑制线谱杂散，使  $P'_S(\omega)$  的第 1 项为零，即当  $m \neq \pm N$  时，

$$\left| \sum_{i=0}^{M-1} p_i \Phi_i \left( \frac{mf_c}{N} \right) \frac{f_c}{N} \right|^2 = 0 \quad (10)$$

联立式(8)和式(10)，可知

$$\sum_{i=0}^{M-1} p_i G_i \left( \frac{mf_c}{N} \right) - X \left( \frac{mf_c}{N} \right) = 0 \quad (11)$$

如果信源符号等概率且为  $p = 1/M$ ，那么可求得波

形优化因子为

$$\begin{aligned} x(t) = & \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} g_i(t) - \frac{1}{MNT} \sum_{i=0}^{M-1} G_i(f_c) e^{j\omega_c t} \\ & - \frac{1}{MNT} \sum_{i=0}^{M-1} G_i(-f_c) e^{-j\omega_c t}, \quad 0 < t \leq NT \end{aligned} \quad (12)$$

将式(3)-式(6)代入式(12)中，便可得到相应的波形优化因子具体值。将式(12)代入式(8)可知，对 MPPSK 调制波形优化相当于在一个码元周期内，原始波形先减去其均值分量，再加上载频  $f_c$  处的脉冲基波函数，便可使优化后的调制波形在频域内满足式(10)，彻底消除了线谱杂散，提高了输出信号频谱纯度。

#### 3.2 波形优化法下的解调器

解调器设计采用基于数字冲击滤波的方法。如图 5 所示，由 3 部分组成：冲击滤波器、包络检波器和位置门限判决器。数字冲击滤波器是一种特殊的 IIR 带通滤波器，能够将调制信号的相位跳变转化为强烈的寄生调幅输出，以此特征为基础进行抽样、检测和判决。取  $I$  个零点， $J$  个极点，其传递函数可表示为

$$H(Z) = \frac{1 + \sum_{i=1}^I b_i Z^{-i}}{1 - \sum_{j=1}^J a_j Z^{-j}} \quad (13)$$

对于非零码元，信号的冲击包络在一个码元周期内具有明显的位置特征，那么使用“位置-幅度”联合检测判决的方法便可得到解调信号。根据位同步信息，分别对调制波形的冲击包络进行位同步对准，确定出一个码元周期内的  $M-1$  个最佳采样点

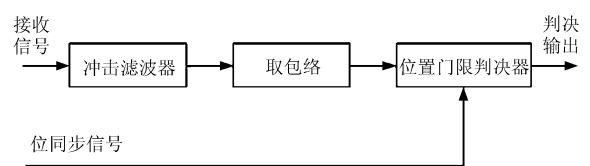


图 5 解调器 A 结构框图

$D_k$ , 根据  $D_k$  分别对  $G_k$  的包络峰值区域进行积分求和, 可得出  $D_k$  处符号  $G_k$  的位置判决门限  $V_k$ 。

假设  $n$  个发送码元序列的 MPPSK 调制信号经过冲击滤波和包络检波后得到的包络序列为  $X_n$ 。在  $X_n$  中对每个码元周期内  $D_k$  处的包络区域进行采样求和, 得到  $M-1$  组采样序列  $S_k = \{s_{ki}, i = 1, \dots, n\}$ , 将  $S_k$  按行组合后得到采样矩阵:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_1 & \dots & S_{M-1} \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

分别将  $S_k$  与  $V_k$  逻辑比较后可得出第  $k$  路判决序列  $R_k = \{r_{ki} = 0 \text{ 或 } 1, i = 1, \dots, n\}$ , 同样可得判决矩阵:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_1 & \dots & R_{M-1} \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

如果在第  $i$  列, 对于所有的  $k$ , 满足  $r_{ki} = 0$ , 则判决码元  $x_i = 0$ 。为了避免噪声对判决结果的影响, 现对  $\mathbf{R}$  按列求和, 可得到一组和值序列  $\text{Sum} = \{\text{sum}_i\}$ , 如果  $\text{sum}_i = 0$ , 则判决码元  $x_i = 0$ ; 反之, 则说明至少有一路  $R_k$  在同一码元位置处出现  $r_{ki} = 1$  的现象, 那么在  $\mathbf{S}$  的第  $i$  列中, 找出  $s_{ki}$  最大值  $s_{\max_i}$  的那一行的行序号  $k$  作为第  $i$  个码元的判决结果, 即  $x_i = k$ 。如此, 便可避免  $R_k$  相同位置逻辑比较结果都为 1 而造成的误判现象。

## 4 多元满位置法

### 4.1 调制参量间的关系

假设  $G_i$  等概率出现, 即有

$$p_0 = p_1 = \dots = p_{M-1} = 1/M \quad (16)$$

将式(3)-式(6)和式(16)代入式(7)中, 当  $m \neq N$  时, 化简后可得出线谱杂散分量为

$$p_v(f) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{4}{\left[\pi \left(N - \frac{m^2}{N}\right) M\right]^2} \cdot \sin^2 \left( \frac{m(M-1)K}{N} \pi \right) \delta \left( f - \frac{mf_c}{N} \right) \quad (17)$$

由式(17)可知, 线谱分量的幅值主要受系数因子:

$$\eta = \frac{4}{\left[\pi \left(N - \frac{m^2}{N}\right) M\right]^2} \sin^2 \left( \frac{m(M-1)K}{N} \pi \right) \quad (18)$$

的影响, 其幅值大小主要由  $N$ ,  $M$  和  $K$  约束, 要抑制线谱分量, 使  $\eta = 0$  即可, 求解后, 可得出

$$N = (M-1)K \quad (19)$$

常规的 MPPSK 调制中, 最大的相位跳变位置位于  $(M-1)KT$  处, 通常会预留若干个跳变位置对最后一个符号的跳变点进行保护, 以免在解调时与下一个码元周期内的相位跳变点重叠, 因此还有部分载波处于空闲状态而没有承载其它调制信息, 称

之为欠位置调制。当调制参量满足式(19)时, 即一个码元周期内所有载波都可能承载调制信息, 跳变位置被全部占用, 即满位置调制状态, 式(7)中便不再有线谱分量。

### 4.2 多元满位置下的解调器

假设第  $n$  码元  $x_n$  调制波形是由符号  $G_{M-1}$  的调制序列  $g_{M-1}(t)$  表示, 由于冲击滤波器的“陷波-选频”特性, 会使输出  $g'_{M-1}(t)$  有一定的拖尾, 那么在满位置调制状态下,  $g'_{M-1}(t)$  经过冲击滤波和取包络检波后, 其包络会溢出到  $x_{n+1}$  码元的周期区域内, 发生码间干扰。 $x_{n+1}$  可能会由  $M$  个符号的调制波形  $g_k(t)$  表示, 那么相应地会有  $M$  种码间干扰现象。以  $M=4$  为例, 满位置下的 4 种码间干扰现象如图 6 所示: 每一子图中, 上图为各个码元, 下图为对应的滤波包络, 符号 ‘3’ 的滤波包络已经溢出到下一个码元的周期区域内, 在第 4 个码元区间  $(2.006 \sim 2.008) \times 10^{-4}$  s 内出现了码间干扰现象, 在此“敏感区域”内, 图 6(a)和图 6(d)中呈现轻度的码间干扰, 图 6(c)中符号 ‘3’ 和 ‘2’ 冲击包络相互粘合, 属于中度的码间干扰, 而图 6(b)中符号 ‘3’ 和 ‘1’ 冲击包络混叠后形成了一个新包络, 码间干扰已十分严重, 属于重度的码间干扰。

由图 6 可以推测, 对于多元满位置 MPPSK 信号的解调, 由于“敏感区域”外符号  $G_1 \sim G_{M-2}$  的码元区间内滤波包络保持有明显的相对位置特征, 则可用“位置-幅度”联合检测法来判决该区域内的码元; 但在“敏感区域”内, 符号  $G_{M-1}$  的滤波包络与下一个相邻码元的滤波包络叠加后使该区域的包络发生了变化, 失去了明显的位置特征, 对该区域内的码元检测就不能使用位置门限判决法。但其包络具有明显的几何特征, 如图 6 中  $(2.006 \sim 2.008) \times 10^{-4}$  s 内的滤波包络, 若使用训练良好神经网络检测器对该区域内的滤波包络进行几何形状检测, 则同样可达到码元判决效果。

设计满位置 MPPSK 解调器  $B$  如图 7 所示: 主要由位置门限判决器  $M1$  和神经网络检测器  $M2$  组成。根据位同步信号, 将包络序列  $X_n$  分割为两部分: 不含  $G_{M-1}$  及其相邻的下一个码元包络序列  $X_{n1}$  和含有  $G_{M-1}$  及其相邻的下一个码元包络序列  $X_{n2}$ 。 $X_{n1}$  送入  $M1$  中, 在最佳采样点处采样求和, 计算该位置处的门限值, 进行码元判决, 输出与  $G_{M-1}$  不相邻的码元  $G_0 \sim G_{M-2}$ ;  $X_{n2}$  送入  $M2$  中进行几何形状检测, 判决输出码元组如  $G_{M-1}G_0, G_{M-1}G_1, \dots, G_{M-1}G_{M-1}$ ; 最后将  $M1$  和  $M2$  输出序列组合, 便得到满位置 MPPSK 的解调序列。 $M1$  的结构及其判决原理与 3.2 节的位置门限判决器一致, 有所区别

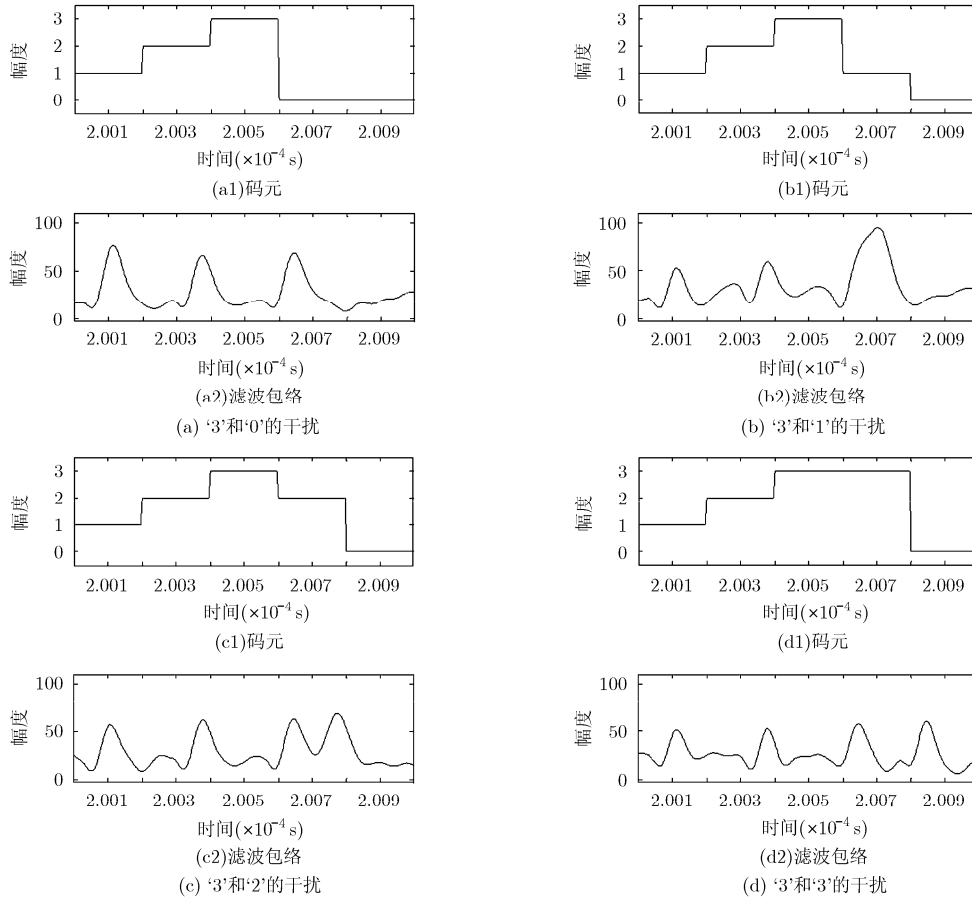


图 6 多元满位置 4PPSK 的码间干扰现象

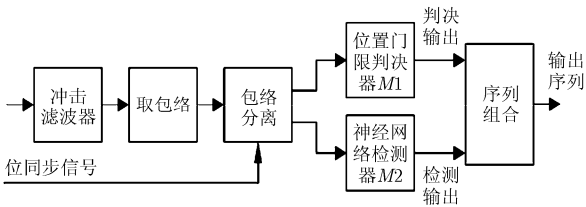


图 7 解调器 B 结构框图

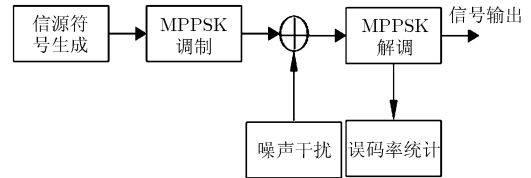


图 8 MPPSK 信号传输仿真框图

的是，在本节的  $M1$  中无需计算求解  $G_{M-1}$  的最佳采样点  $D_{M-1}$ 、位置判决门限  $V_{M-1}$ 、采样序列  $S_{M-1}$  以及判决序列  $R_{M-1}$ ，而  $G_{M-1}$  与下一码元符号  $G_i$  作为联合码元组在  $M2$  中进行包络检测。 $M2$  要根据  $X_{n2}$  单码元周期内的采样数和网络输出点进行合理设计，在不同噪声环境下对  $X_{n2}$  抽取训练样本，打乱次序归一化后，对  $M2$  进行训练，以提高泛化能力和检测精度。因此，使用解调器  $B$  便可对满位置 MPPSK 信号实现有效解调。

### 5 实验验证与结果分析

设计 MPPSK 通信体制的 Matlab 仿真模型如图 8 所示，分为调制、信道加噪、解调和误码率统计 4 部分。将噪声建模为加性高斯白噪声(AWGN)。

取  $f_c = 30 \text{ MHz}$ ,  $f_s = 300 \text{ MHz}$ ,  $N = 10$ ,  $K=2$ ,  $M=4$ ,  $r_g = 0$ , 传信率  $R = 6 \text{ Mbps}$ , 可求得该调制参数下的波形优化因子。

$$x(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=0}^3 g_i(t) - 0.7 \sin(\omega_c t) \quad (20)$$

将式(1)，式(2)和式(20)代入式(8)式中，得到优化后的调制波形如图 9 所示，对比图 2：相位跳变点开始前和结束后的载波幅度发生了变化， $G_0$  也不再由纯粹等幅正弦波来表征了。使用第 2 节中的功率谱密度估计方法，得到波形优化后的信号功率谱如图 10 所示。分别取  $N=6$ ,  $K=2$  和  $N=12$ ,  $K=4$ ，保持其它调制参量不变，以满足  $N=(M-1)K$ ，得出对应的调制信号功率谱如图 11 和图 12 所示。对比图 10~图 12 和图 3：优化后调制信号功率谱的线谱杂散已

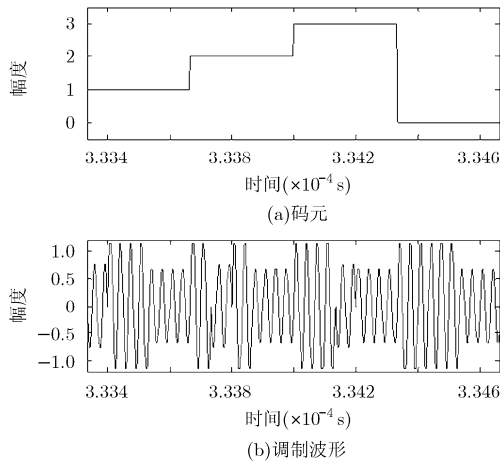


图 9 优化后的 4PPSK 调制波形

经消失，边带杂散幅度和旁瓣电平明显降低，信号能量更集中于载频附近。

以-3 dB 和-40 dB 带宽为例，分别计算原始调制信号和上述两种优化调制信号的带宽如表 1 所示，可以看出，不同方法对-3 dB 带宽均影响甚小，却可将-40 dB 带宽分别紧缩到 18.13 MHz, 50.14 MHz 和 38.82 MHz, 相应的紧缩因子分别为 73.72%, 27.33%和 43.72%。由此可见，使用波形优化法和满位置调制法能够有效抑制线谱，降低边带电平，紧缩发送信号带宽。

在解调器  $B$  的设计中，对  $X_{n_2}$  进行 3 倍抽样，得到每组 20 个采样点的训练序列，在一个信噪比指标下取 500 组训练序列，在[-2 dB, 5 dB]间采样 8 个点，训练样本共有 4000 组，其包络序列为  $T$ 。对  $T$  交错索引次序打乱后每组归一化到[-1,1]内。选择

3 层 BP 神经网络，多次训练测试后保存训练良好的网络，在  $M2$  中进行调用。将  $M2$  检测输出序列进行反归一化处理，便可得到  $Y_{n_2}$ ，根据位同步将  $Y_{n_2}$  和位置门限判决序列  $Y_{n_1}$  进行码元组合，便可得到满位置解调输出序列  $Y_n$ 。

保持传输参量不变，统计原始调制信号、波形优化信号和满位置调制信号经传输后的误码率分别为  $pe-1$ ,  $pe-2$  和  $pe-3$ ，如图 13 所示。可以看出这两种线谱去除方法对信号的解调性能有不同程度的影响，在相同信噪比下， $pe-1$  和  $pe-2$  下降速度基本对等，随着信噪比的增大， $pe-1$  和  $pe-2$  要比  $pe-3$  衰减的更快，性能优于  $pe-3$  约 0.4 个数量级；在相同误码率标准下，对  $N=6$  的满位置解调要比  $N=10$  的解调额外消耗约(0.3~0.7) dB 的信噪比。在神经网络检测器中，对码元包络检测的准确性主要取决于所用 BP 网络的泛化能力和训练样本的多样性以及组合性，使用不同的样本处理方法(如不同的采样区间，不同的样本排列、归一化到不同的区间[-1,1]或 [0,1])，所训练的 BP 网络泛化性能和检测性能会有差异。当然，输入信噪比愈高，网络检测输出的准确性就愈高。

### 6 结论

(1)波形优化法和满位置调制法可有效去除 MPPSK 线谱杂散，降低边带电平，紧缩传输带宽，提高频谱效率。(2)使用波形优化法修改原始调制波形，会影响原始 MPPSK 调制波形的恒包络特性，其解调性能要稍逊于未优化的调制信号。(3)使用多元满位置调制法去除线谱，当前符号  $G_{M-1}$  与后一个

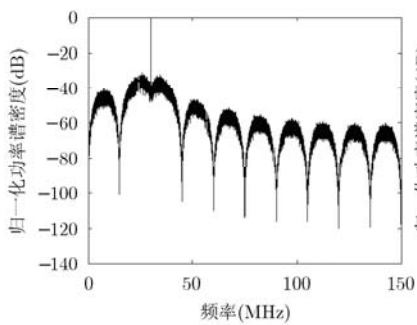


图 10 优化后的 4PPSK 调制信号功率谱

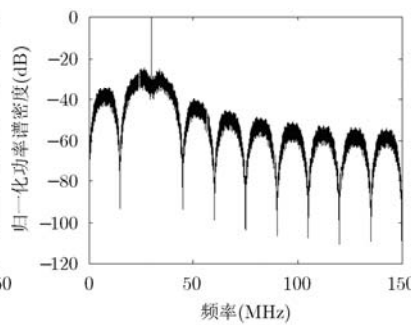


图 11  $M=4, K=2, N=(M-1)K$ , 调制信号的功率谱

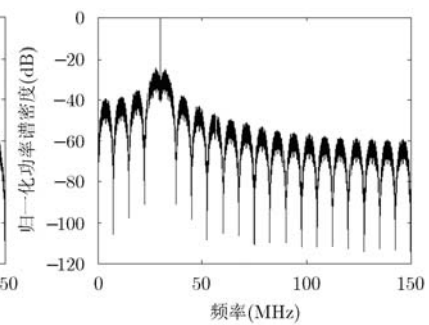


图 12  $M=4, K=4, N=(M-1)K$ , 调制信号的功率谱

表 1 不同方法的传输带宽对比

	原始调制 $N=10, K=2$	波形优化法 $N=10, K=2$	满位置调制法 $N=6, K=2$	满位置调制法 $N=12, K=4$
-3 dB 带宽(kHz)	3.43	3.43	3.23	3.40
-40 dB 带宽(MHz)	69.00	18.13	50.14	38.82

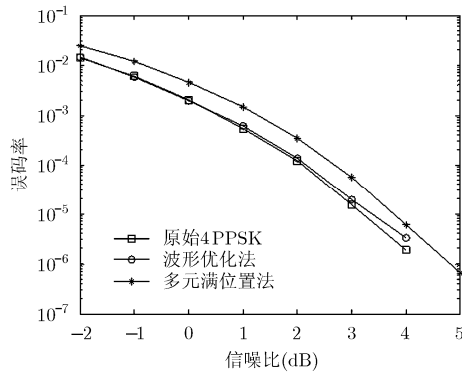


图13 误码率对比

相邻符号  $G_i$  的包络混叠, 出现码间干扰, 将位置门限判决器与神经网络检测器相结合可有效解调该类 MPPSK 信号, 性能受位置门限判决器和神经网络检测器共同影响。使训练样本多样化可有效提高神经网络检测器的泛化能力和检测精确度。(4)在硬件实现中: 当  $M$  较大时, 波形优化法的优化因子计算复杂度增加, 会增加额外存储开销, 在  $M$  较小的 MPPSK 线谱去除中具有较大优势; 在已有量产的神经网络集成芯片基础上, 只需简单修改调制参数  $M$ ,  $N$  和  $K$ , 便可轻松地将用满位置调制法用于 MPPSK 线谱去除, 且当  $M$  越大时, 符号  $G_{M-1}$  出现的概率越小, 码间干扰部分在整个传输信号中所占比例就越低, 多元满位置调制法也就越有优势。总之, 本文功率谱优化后的 MPPSK 可适用于带宽受限、功率并不富裕的信道, 有利于实现混合调制, 共享频谱资源。

### 参考文献

- [1] 田亚飞, 杨晨阳. 基于空时聚焦传输的多源单中继超宽带网络传输性能分析[J]. 通信学报, 2012, 33(3): 20-26.  
Tian Ya-fei and Yang Chen-yang. Performance of multiple-source single-relay ultra-wideband networks based on space-time focusing transmission[J]. *Journal on Communications*, 2012, 33(3): 20-26.
- [2] 肖小潮, 郑宝玉, 许晓荣. 协作 MIMO 中的分布式空时编码技术的研究[J]. 信号处理, 2011, 27(3): 341-343.  
Xiao Xiao-chao, Zheng Bao-yu, and Xu Xiao-rong. Research of distributed Space-Time Coding techniques in Co-MIMO system[J]. *Signal Processing*, 2011, 27(3): 341-343.
- [3] 李昭, 李建东, 肖丽媛. 认知 MIMO 系统基于授权通信模式信息的空频域机会接入[J]. 通信学报, 2012, 33(1): 39-41.  
Li Zhao, Li Jian-dong, and Xiao Li-yuan. Spatio-frequency domain opportunistic access in CR-MIMO system based on primary transmission mode information[J]. *Journal on Communications*, 2012, 33(1): 39-41.
- [4] 吴毅凌, 李红滨, 赵玉萍. 一种新的  $2^{2n+1}$  阶 QAM 星座图设计[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(6): 1510-1513.  
Wu Yi-ling, Li Hong-bin, and Zhao Yu-ping. A novel constellation design for  $2^{2n+1}$ -QAM[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(6): 1510-1513.
- [5] Walker H R. Ultra narrow band modulation textbook [OL]. [http://www.vmsk.org/\[2012-01-08\]](http://www.vmsk.org/[2012-01-08]). 2012.01.
- [6] 靳一, 吴乐南, 冯熲, 等. 一种随机性 MCP-EBPSK 调制解调器[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(7): 1647-1651.  
Jin Yi, Wu Le-nan, Feng Man, et al. An MCP-EBPSK modem with random-polar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(7): 1647-1651.
- [7] 吴乐南. 超窄带高速通信进展[J]. 自然科学进展, 2007, 17(11): 1467-1473.  
Wu Le-nan. Advance in UNB high speed communications[J]. *Progress in Nature Science*, 2007, 17(11): 1467-1473.
- [8] Wu Le-nan, Feng Man, Qi Chen-hao, et al. Recent patents on ultra narrow band modulations[J]. *Recent Patents on Signal Processing*, 2011, 1(1): 36-47.
- [9] Qi Chen-hao and Wu Le-nan. PLL demodulation technique for M-ray position phase shift keying[J]. *Journal of Electronics (China)*, 2009, 26(3): 289-295.
- [10] Feng Man, Qi Chen-hao, and Wu Le-nan. Analysis and optimization of power spectrum on EBPSK modulation in throughput-efficient wireless system[J]. *Journal of Southeast University (English Edition)*, 2008, 24(2): 143-148.
- [11] 张士凯, 吴乐南. EBPSK 调制的波形优化[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2008, 38(4): 565-568.  
Zhang Shi-kai and Wu Le-nan. Optimization of extended BPSK modulated waveforms[J]. *Journal of Southeast University (Natural Science Edition)*, 2008, 38(4): 565-568.

苗圃: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为塑料光纤、通信信号处理。

吴乐南: 男, 1952年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信中的信号处理、多媒体信息处理。

靳一: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为通信中的信号处理。