

## 一种随机极性 MCP-EBPSK 调制解调器

靳一\* 吴乐南 冯熳 邓蕾  
(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

**摘要:** 为改善随机极性的连续相应的扩展二元相移键控(CP-EBPSK)调制信号的频谱结构, 该文提出一种带功率谱形状调节系数的随机极性修正 CP-EBPSK (Modified CP-EBPSK, MCP-EBPSK)调制解调器。阐述了随机极性 MCP-EBPSK 调制的基本原理, 给出了无随机极性的 MCP-EBPSK 调制理论功率谱表达式。同时, 设计了合适的数字冲击滤波器用于解调, 给出了无编码的随机极性 MCP-EBPSK 通信系统框图, 分析和验证了该类调制信号的功率谱特性和解调性能, 并对多径信道上的解调性能进行了仿真。仿真结果表明: 新的调制方式通过对功率谱形状的调节, 不仅频谱利用率更高, 解调性能也更好; 现阶段, 该系统不适合在无线信道传输, 有望在有线信道上率先获得应用。

**关键词:** 连续相位的扩展二元相移键控(CP-EBPSK); 功率谱调节系数; MCP-EBPSK; 数字冲击滤波器

**中图分类号:** TN911.3

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2012)07-1647-06

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2011.01359

## An MCP-EBPSK Modem with Random-polar

Jin Yi Wu Le-nan Feng Man Deng Lei

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

**Abstract:** In order to improve the spectral structure of random-polar modulated Extended Binary Phase Shift Keying with Continuous Phase (CP-EBPSK), a random-polar and Modified CP-EBPSK (MCP-EBPSK) with the adjustment coefficient of spectrum shape is proposed. The principle of random-polar modulated MCP-EBPSK is demonstrated, and the theoretical spectrum expression of MCP-EBPSK is given. Meanwhile, digital impacting filters appropriate for demodulation are designed, the block diagram of random-polar modulated MCP-EBPSK communication system without channel code is given, the power spectrum characteristic and demodulation performance of such modulated signals are analyzed and verified, and the demodulation performance of multipath channel is also simulated. Simulation results show that: by the adjustment of spectrum shape, the new modulation method is promising not only in higher spectrum efficiency, but also better in demodulation performance; At present, this system is not suitable for wireless channel, and is hoped to be applied to cable channel firstly.

**Key words:** Extended Binary Phase Shift Keying with Continuous Phase (CP-EBPSK); Adjustment coefficient of power spectrum; Modified CP-EBPSK (MCP-EBPSK); Digital impacting filter

### 1 引言

高速增长宽带无线业务需求直接导致了无线电频谱资源的日益紧张, 在单位频带内传输更高速的信息已成为新一代信息传输系统的核心竞争指标和关键共性技术。因此, 一类“超窄带”(Ultra Narrow Band, UNB)<sup>[1-7]</sup> 的高效调制技术受到关注。在扩展的二元相移键控(Extend Binary Phase Shift Keying, EBPSK)调制<sup>[2, 8-10]</sup>的基础上, 文献[11]进一步将其相位调制连续化, 得到了一种连续相位的

EBPSK(EBPSK with Continuous Phase, CP-EBPSK)调制技术, 从而得到了更加紧缩的调制信号频谱。文献[12]提出了随机极性的 CP-EBPSK 调制, 利用码元“1”键控调制时段相位极性变化的随机性去除了 CP-EBPSK 调制信号主瓣和旁瓣上的大部分线谱, 使得已调信号的频谱更加紧缩, 且解调性能基本不受影响, 但仍未消除 CP-EBPSK 调制在 2 倍载频处产生的最高旁瓣。因此, 进一步改善随机极性 CP-EBPSK 调制信号的频谱结构和解调性能, 是本文研究的重点。

本文提出了功率谱形状修正的随机极性 MCP-EBPSK 调制, 给出了无随机极性的 MCP-EBPSK

2011-12-21 收到, 2012-03-31 改回

国家自然科学基金(60872075)资助课题

\*通信作者: 靳一 john.0216@163.com

理论功率谱表达式, 利用基于量子粒子群<sup>[13]</sup> (Quantum-behaved Particle Swarm Optimization, QPSO)算法的自动搜索法设计了合适的数字冲击滤波器<sup>[14]</sup>用于解调。结合 MCP-EBPSK 的理论功率谱和实际功率谱估计, 证实了功率谱形状调节系数对随机极性 MCP-EBPSK 功率谱结构的调节作用, 对比了 CP-EBPSK 调制、随机极性 CP-EBPSK 调制和随机极性 MCP-EBPSK 调制的功率谱和解调性能, 研究了不同的功率谱形状调节系数对随机极性 MCP-EBPSK 调制功率谱和解调性能的影响, 最后仿真了多径信道下的解调性能。

## 2 随机极性 MCP-EBPSK 调制器

### 2.1 调制原理

随机极性 MCP-EBPSK 调制通过在随机极性 CP-EBPSK 调制<sup>[12]</sup>信号的表达式中引入一个不大于 1 的功率谱形状调节系数  $\eta$ , 使得调制信号的能量更加向载频和功率谱主瓣集中, 有利于提升频谱利用率和解调性能, 表达如下:

$$g_0(t) = \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t < NT$$

$$g_1(t) = \begin{cases} \sin(2\pi f_c t + \xi \cdot \Delta \sin(\eta 2\pi f_c t)), & 0 \leq t < KT \\ \sin(2\pi f_c t), & 0 < KT \leq t < NT \end{cases} \quad (1)$$

其中  $g_0(t)$  和  $g_1(t)$  分别表示码元“0”和“1”的调制波形,  $T = 2\pi/\omega_c$  为载波周期,  $\xi \in \{-1, 1\}$  决定了相位随机调制的极性,  $0 < \Delta < 1$  为调相指数,  $\eta \in (0, 1]$  为功率谱形状调节系数, 单个码元周期含  $N$  个载波周期, 码元“1”的调制时段含  $K$  个载波周期,  $N$  和  $K$  均为整数以保证整周期调制, 由  $N, K, \Delta$  和  $\eta$  共同构成了改变信号带宽、传输效率和解调性能的一组“调制指数”。可以看到, 当  $\eta=1$  时, 随机极性 MCP-EBPSK 调制退化为随机极性 CP-EBPSK 调制。

其调制器的结构如图 1 所示, 波形样本存储模块同时具备只读存储器和多路选择器的功能。由信息序列和伪随机序列发生器产生的随机数  $\xi$  共同选择存储器中的波形样本, 当发送信息为“0”, 对应的波形样本为  $g_0(t)$ , 当发送信息为“1”, 由  $\xi$  取值决定来选择调相指数  $+\Delta$  和  $-\Delta$  所对应的调制波形, 即直接完成了运算“ $\xi \cdot \Delta$ ”, 然后将波形样本经过预设的数字滤波器(非必须)和数模转换器(DAC), 输出模拟的随机极性 MCP-EBPSK 调制信号。

### 2.2 理论功率谱

由文献[12]可知, 随机极性 CP-EBPSK 调制信号极性的随机化消除了主瓣和旁瓣上的大部分离散

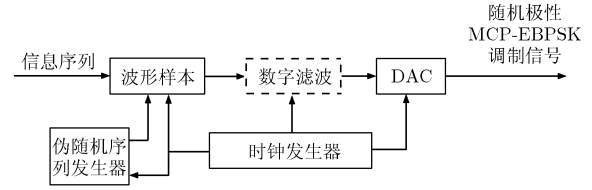


图1 随机极性 MCP-EBPSK 调制器

线谱, 但并未对谱形状带来改变。因此, 不考虑极性的随机化, 以 MCP-EBPSK 调制为例, 对其理论功率谱表达式进行推导。

文献[11]曾给出信源输出等概时 CP-EBPSK 调制信号的功率谱表达式, 并对其进行了分析和验证。在此, 对二进制信源输出等概的 MCP-EBPSK 调制而言, 假设“0”码元代表调制波形  $g_0(t)$ , “1”码元代表调制相位极性  $\xi$  为 1 时的调制波形  $g_1(t)$ , 则可得理论功率谱表达式为

$$P_s(\omega) = \frac{(f'_s)^2}{4} \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} |G_1(mf'_s) + G_0(mf'_s)|^2 \delta(f - mf'_s) + \frac{f'_s}{4} |G_1(f) - G_0(f)|^2 \quad (2)$$

其中

$$G_0(f) = \int_0^{NT} \sin(2\pi f_c t) e^{-j2\pi f t} dt = \frac{f_c}{2\pi(f_c^2 - f^2)} (1 - e^{-j2\pi f NT})$$

$$G_1(f) = \int_0^{KT} \sin(2\pi f_c t + \Delta \sin(\eta 2\pi f_c t)) e^{-j2\pi f t} dt + \int_{KT}^{NT} \sin(2\pi f_c t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_0^{KT} \sin(2\pi f_c t + \Delta \sin(\eta 2\pi f_c t)) e^{-j2\pi f t} dt + \frac{f_c}{2\pi(f_c^2 - f^2)} (e^{-j2\pi f KT} - e^{-j2\pi f NT}) \quad (3)$$

$G_0(f)$ ,  $G_1(f)$  分别为  $g_0(t)$  和  $g_1(t)$  的傅里叶变换,  $f'_s = 1/(NT)$  为码率。该理论功率谱由连续谱和线谱构成, 线谱给出了 MCP-EBPSK 调制信号的周期成分, 不含调制信息; 连续谱则包含了调制信息的随机性。在式(3)中, 无法直接看出  $\eta$  对功率谱形状的调节作用, 本文将在第 3.1 节通过对理论功率谱的仿真来证实  $\eta$  的作用。

## 3 随机极性 MCP-EBPSK 解调器

解调器首先利用无限冲击响应(IIR)的数字冲击滤波器<sup>[14]</sup>将随机极性的 MCP-EBPSK 调制信号中的微小相位跳变转化为寄生调幅, 以突出波形差异, 有利于门限判决解调。本文利用基于 QPSO 的自动搜索法, 设计了适合功率谱形状调节系数  $\eta$

=1/2 时的随机极性 MCP-EBPSK 调制信号的数字冲击滤波器，即在如下的 IIR 滤波器传递函数

$$H(z) = \left( 1 + \sum_{j=1}^J b_j \cdot z^{-j} \right) / \left( 1 + \sum_{i=1}^I a_i \cdot z^{-i} \right) \quad (4)$$

中，如果取 1 对共轭零点和 1 对共轭极点：

$$b_1 = -1.618640351773825, b_2 = 1; \\ a_1 = -1.449036912558672, a_2 = 0.802018791906955;$$

如果取 1 对共轭零点和 2 对共轭极点：

$$b_1 = -1.618995687176257, b_2 = 1; \\ a_1 = -1.817361012430280, a_2 = 1.436763412570941, \\ a_3 = -0.513559435879943, a_4 = 0.079854429688135;$$

如果取 1 对共轭零点和 3 对共轭极点：

$$b_1 = -1.618495523346314, b_2 = 1.000000000000000; \\ a_1 = -1.973401307621458, a_2 = 1.707892238042286, \\ a_3 = -0.700903759306155, a_4 = 0.130496898023677, \\ a_5 = -0.002568125322230, a_6 = 0.000019814679492.$$

当载频  $f_c = 21.4$  MHz，采样频率  $f_s = 214$  MHz， $N = 20$ ， $K = 2$ ，调相指数  $\Delta = 0.1$  时，随机极性的 MCP-EBPSK 调制信号经过 1 对零点 3 对极点的数字冲击滤波器，得到了如图 2(a)所示的冲击波形和输出包络(从上到下依次为信息序列、随机相位极性、调制波形、冲击滤波输出波形和输出包络)。图 2(b)则为对以上 3 组数字冲击滤波器的输出信号包络采用自适应门限判决的解调性能对比，可见 1 对共轭零点和 3 对共轭极点的数字冲击滤波器解调效果最好，故本文后续仿真均采用 1 对共轭零点和 3 对共轭极点的数字冲击滤波器。

### 4 随机极性 MCP-EBPSK 通信系统性能

图 3 为无信道编码的随机极性 MCP-EBPSK 通信系统框图。本节对 MCP-EBPSK 调制的理论功率谱进行了验证和分析，旨在说明功率谱形状调节系数  $\eta$  对随机极性 MCP-EBPSK 功率谱形状的影响。然后，通过仿真从功率谱特性和解调性能两方面对

比采用 CP-EBPSK、随机极性 CP-EBPSK 和随机极性 MCP-EBPSK 体制的通信系统，比较不同的功率谱形状调节系数对随机极性 MCP-EBPSK 功率谱和解调性能的影响，以及多径信道下随机极性 MCP-EBPSK 调制的解调性能。

#### 4.1 功率谱形状调节系数的作用

在此分别给出 CP-EBPSK 调制、 $\eta = 1/2$  的 MCP-EBPSK 调制的理论功率谱和实际功率谱估计。其中，功率谱估计采用基于 Hamming 窗的 Welch 法对 10 万个码元调制的 CP-EBPSK，MCP-EBPSK 调制进行，得到了如图 4 和图 5 所示的功率谱对比(注意：(a)图为理论功率谱，(b)图为实际功率谱估计)。

从图 4 和图 5 可以看出，理论功率谱和实际功率谱在幅值上有所差别，主要原因为：(1)在计算理论功率谱时，对  $\delta$  函数进行了近似；(2)功率谱估计要受到窗效应、FFT 点数和样本数等影响，但包络形状的一致性证明了理论推导的正确。同时， $\eta = 1/2$  的 MCP-EBPSK 调制的理论功率谱和实际功率谱估计均表明：2 倍载频处过高的能量被抑制，能量向载频和主瓣处集中，有利于解调性能的提升，因此功率谱形状调节系数的调节作用同样适用于随机极性 MCP-EBPSK 调制。

#### 4.2 体制对比

采用基于 Hamming 窗的 Welch 法对 10 万个码元调制的 CP-EBPSK 调制信号、随机极性的 CP-EBPSK 调制信号和随机极性的 MCP-EBPSK 调制信号进行了功率谱估计，结果如图 6 所示。可以看出，随机极性 MCP-EBPSK 调制不仅保留了随机极性 CP-EBPSK 调制的优点，即利用相位的随机极性去除了功率谱主瓣和旁瓣上的大部分线谱，而且通过选取合适的功率谱形状调节系数，抑制了 2 倍载频处过高的第 2 旁瓣功率，使能量更加集中在载频和主瓣附近；即使按照十分苛刻的 -70 dB 功率谱边带电平来考察，也堪称“超窄带”。

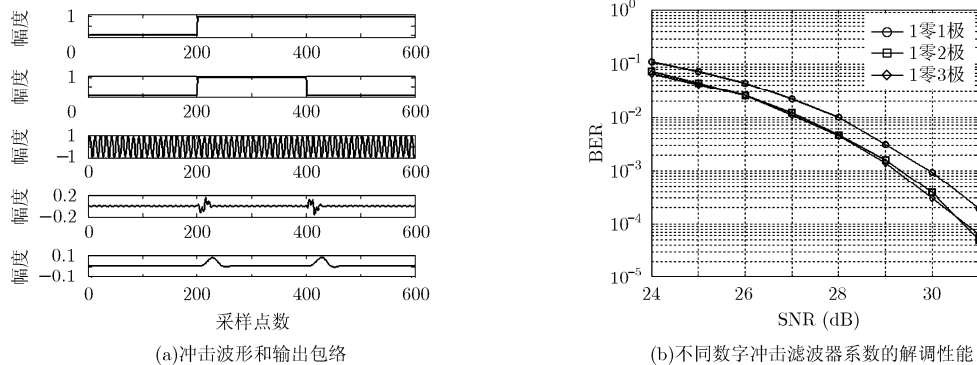


图 2 冲击输出和解调性能示意图

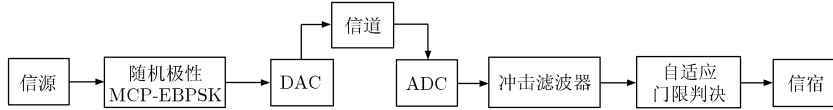


图 3 随机极性 MCP-EBPSK 通信系统

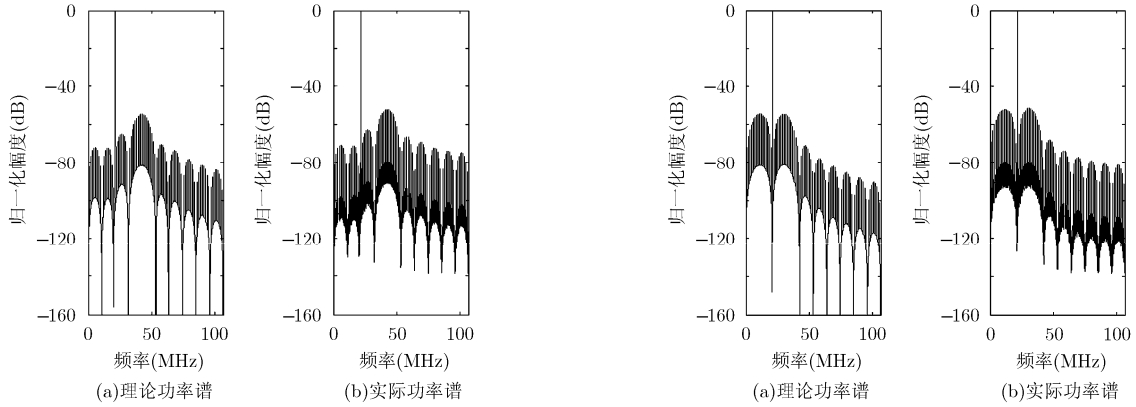


图 4 CP-EBPSK 调制对比

图 5 MCP-EBPSK 调制对比

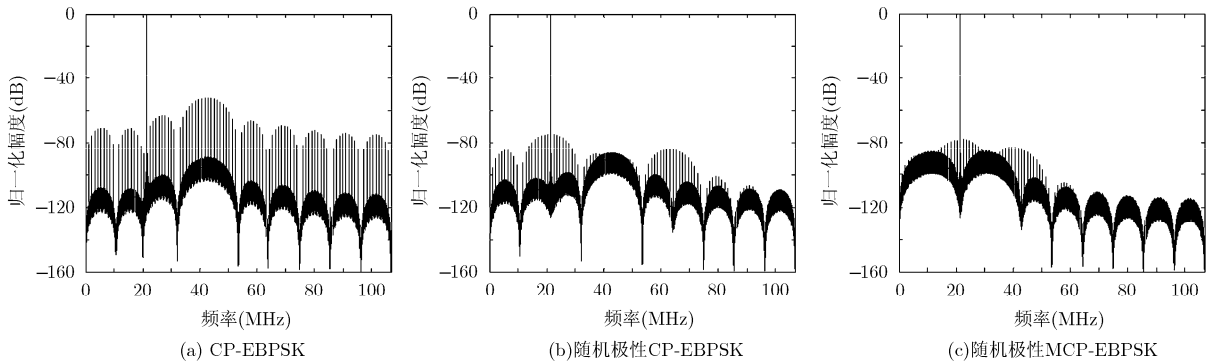


图 6 3 种调制方式的功率谱对比

图 7 给出了对 3 种调制方式的解调性能进行仿真所得到的误码率曲线, 可见随机极性 CP-EBPSK 的解调性能与 CP-EBPSK 大致相当, 这与文献[12]的结果基本一致; 而当误码率为  $10^{-4}$  时, 随机极性 MCP-EBPSK 的解调性能却提升了约 3 dB。

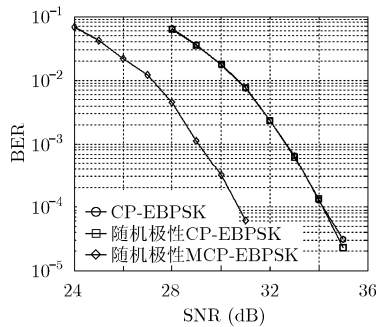


图 7 3 种调制方式的解调性能

### 4.3 功率谱形状调节系数比较

分别在  $\eta$  取  $1/2, 1/3$  和  $1/4$  时对随机极性 MCP-EBPSK 调制信号的功率谱进行了仿真, 结果如图 8。可以看出, 随着  $\eta$  取值的减少, 功率谱主瓣逐渐变窄, 但旁瓣的衰减却有所不同, 当  $\eta=1/3$  时, 旁瓣衰减最缓慢, 当  $\eta=1/4$  时, 旁瓣衰减最快, 对相邻信道的干扰也最小。同时, 分别仿真了  $\eta$  取  $1/2, 1/3$  和  $1/4$  时的随机极性 MCP-EBPSK 的解调性能, 结果如图 9 所示。可以看到, 随着  $\eta$  的减小, 解调性能变差。

### 4.4 多径信道上的解调性能

取多径信道参数为: 径数为 4, 每条径上增益为  $[1, 0.75, 0.5, 0.25]$ , 时延为  $[0, 0.7e-4, 1e-4, 1.5e-4]$ , 对  $N$  取不同值时的随机极性 MCP-EBPSK 调制信号进行解调仿真, 得到了如图 10 的误码率曲线。可以看出, 当误码率为  $10^{-3}$  时, 与 AWGN 信道相比,

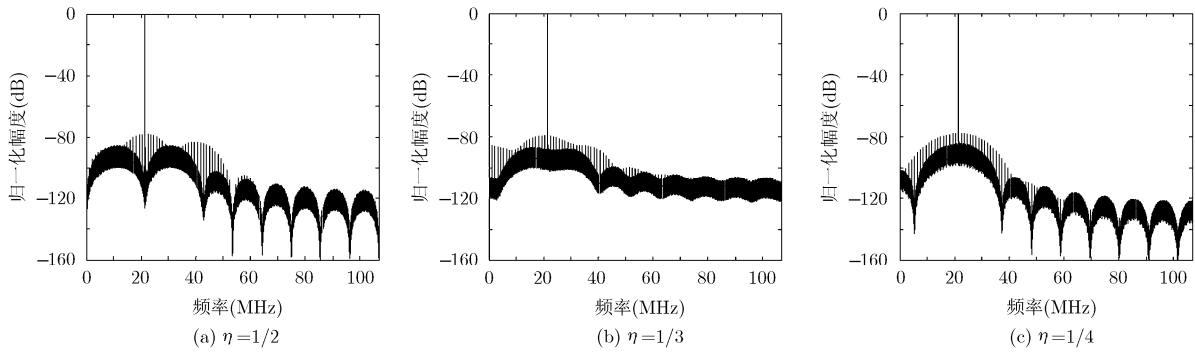


图 8  $\eta$  取不同值时的功率谱对比

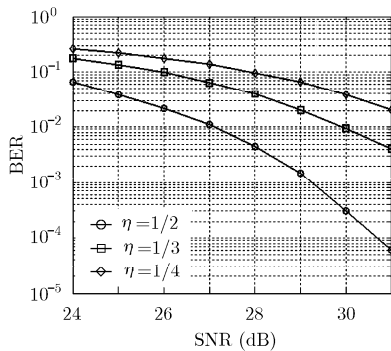


图 9  $\eta$  取不同值时的误码率对比

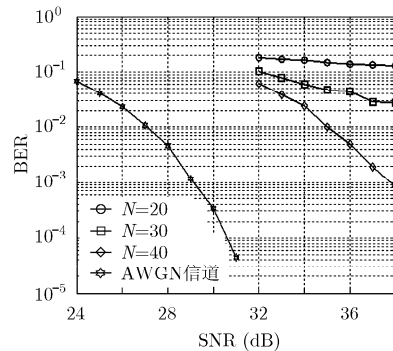


图 10 多径信道上的解调性能

$N$  取 40 时的随机极性 MCP-EBPSK 解调性能相差了约 8.5 dB。随机极性 MCP-EBPSK 调制频谱利用率很高，但解调性能不佳，不适宜于在无线信道上传输，可考虑引入性能佳的非规则 LDPC 码，将解调所需的信噪比从超过 30 dB 降低到 25 dB 以下，从而用于具有较高信噪比的光纤通信或数字电视信号的电缆传输。

### 5 结束语

本文提出了带功率谱形状调节系数的随机极性 MCP-EBPSK 调制，给出了 MCP-EBPSK 的理论功率谱表达式，并利用自动搜索法设计了用于解调的数字冲击滤波器，结合 MCP-EBPSK 理论功率谱和实际功率谱估计验证了功率谱形状调节系数对随机极性 MCP-EBPSK 功率谱结构的调节作用，对比了 CP-EBPSK 调制、随机极性 CP-EBPSK 调制和随机极性 MCP-EBPSK 调制的功率谱和解调性能，研究了不同的功率谱形状调节系数对随机极性 MCP-EBPSK 调制功率谱和解调性能的影响，并仿真了多径信道上的解调性能。

研究表明：(1)随机极性 MCP-EBPSK 调制通过对功率谱形状调节系数的调整，不仅可获得很高的频谱利用率，而且能显著改善解调性能；(2)随机极性 MCP-EBPSK 调制解调性能依旧较差，不

适合于无线信道上传输。若考虑引入性能较好的信道编码，如非规则的 LDPC 码，则可用于具有较高信噪比的有线传输，这将是未来的研究方向。

### 参考文献

- [1] Walker H R. Ultra narrow band modulation textbook. Web page <http://www.vmsk.org/>, 2009.
- [2] Wu Le-nan, Feng Man, *et al.* Recent patents on ultra narrow band modulations [J]. *Recent Patents on Signal Processing*, 2011, 1(1): 36-47.
- [3] Zheng Guo-xin and Yang Wei-ying. The orthogonal very minimum chirp keying (OVMCK) modulations with very high bandwidth efficiency[C]. *Proceeding of 2008 IEEE International Symposium of Antennas-and-Propagation-Society*, San Diego, USA, 2008, Vol.1-9: 3182-3185.
- [4] 郑国莘, 杨卫英. 甚小线性调频键控调制的超窄带通信方法 [P]. 2010.9, 发明专利号: ZL200710047472. 2.  
Zheng Guo-xin and Yang Wei-ying. Very minimum chirp keying modulated ultra-narrow band communication method [P]. Chinese Patent Appl. Publication, CN101146072, 2010.9.
- [5] 郑国莘, 杨卫英. 每符号两比特的甚小线性调频键控的超窄带通信方法 [P]. 2008.10, 发明专利公开号: CN101296208.  
Zheng Guo-xin and Yang Wei-ying. Very minimum chirp keying modulated communication method in 2 bits/symbol [P]. Chinese Patent Appl. Publication: CN101296208,

- 2008.10.
- [6] Zheng Guo-xin, Feng Jin-zhen, and Jia Ming-hua. Very minimum chirp keying as a novel ultra narrow band communication scheme[C]. The 6th International Conference on Information, Communication & Signal Processing, Dec. 2007, Singapore: 1-3.
- [7] Li Bin, Zhou Zheng, and Zou Wei-xia. RPPK modulation with high data rates[J]. *Science China: Information Sciences*, 2010, 53(2): 344-354.
- [8] 王红星, 王洪利, 毛忠阳, 等. 基于循环谱特性的扩展二元相移键控解调算法[J]. 电波科学学报, 2010, 25(5): 935-939.  
Wang Hong-xing, Wang Hong-li, Mao Zhong-yang, *et al.* The demodulation algorithm for EBPSK based on cyclic spectrum characteristic[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2010, 25(5): 935-939.
- [9] 王红星, 王洪利, 毛忠阳, 等. AWGN 信道中基于时频分布的超窄带解调算法[J]. 电讯技术, 2010, 50(5): 43-46.  
Wang Hong-xing, Wang Hong-li, Mao Zhong-yang, *et al.* An ultra narrow bandwidth demodulation algorithm based on time-frequency distribution[J]. *Telecommunication Engineering*, 2010, 50(5): 43-46.
- [10] 王红星, 王洪利, 张磊, 等. EBPSK 及其优化调制信号的二阶循环平稳特性分析[J]. 电波科学学报, 2010, 25(1): 42-46.  
Wang Hong-xing, Wang Hong-li, Zhang Lei, *et al.* Cyclostationarity analysis on EBPSK and its optimization[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2010, 25(1): 42-46.
- [11] He Feng and Wu Le-nan. Analysis of power spectrum of continuous phase waveforms for binary modulation communications[C]. The International Conference on Ultra Modern Telecommunication & Workshops, St. Petersburg, Russia, 2009: 1-5.
- [12] 张宇, 应鹏魁, 吴乐南. 伪随机调制的 CP-EBPSK 通信系统[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2012, 42(2): 209-213.  
Zhang Yu, Ying Peng-kui, and Wu Le-nan. Pseudo-random modulated CP-EBPSK communication system[J]. *Journal of Southeast University(Natural Science Edition)*, 2012, 42(2): 209-213.
- [13] Sun Jun, Fang Wei, and Xu Wen-bo. A quantum-behaved particles swarm optimization with diversity-guided mutation for the design of two-dimensional IIR digital filters[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 2010, 57(2): 141-145.
- [14] 冯熯, 高鹏, 吴乐南. 超窄带调制信号的特殊滤波分析与仿真[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2010, 40(2): 227-230.  
Feng Man, Gao Peng, and Wu Le-nan. Analysis and simulation of special filtering based on ultra narrow band modulated signal[J]. *Journal of Southeast University(Natural Science Edition)*, 2010, 40(2): 227-230.
- 靳 一: 男, 1984 年生, 博士生, 研究方向为通信中的信号处理.  
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、多媒体信息处理等.  
冯 熯: 女, 1979 年生, 讲师, 研究方向为通信中的信号处理.  
邓 蕾: 女, 1989 年生, 硕士生, 研究方向为通信中的信号处理.