

MPPSK 调制解调器研究

靳 一 吴乐南 余 静 陈艺方
(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

摘 要: 为深入研究多元位置相移键控(MPPSK)调制信号的功率谱特性且改善其接收端解调性能,给出了($M > 2$)时的 MPPSK 理论功率谱的一般表达式,并设计了一种新的基于 BP 神经网络的解调器。在 MPPSK 调制原理的基础上,利用交变波和稳态波分解法推导了($M = 3$)3PPSK 的理论功率谱解析式,并推广得到了($M > 3$)时的 MPPSK 理论功率谱一般表达式,通过仿真验证了理论推导的正确性,分析了影响 MPPSK 功率谱的主要因素。同时,基于已有的锁相环解调和数字冲击滤波器多路判决解调的两种方案,充分利用数字冲击滤波器输出的显著波形差异,提出了一种基于 BP 神经网络的 MPPSK 解调器,并对三种解调方案进行了仿真。仿真结果表明:新的 MPPSK 解调器解调性能要明显好于已有的两种解调方案。

关键词: 多元位置相移键控; 解调器; 交变波; 稳态波; 锁相环; 数字冲击滤波器

中图分类号: TN911.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2012)07-0917-09

Research on MPPSK Modem

JIN Yi WU Le-nan YU Jing CHEN Yi-fang

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

Abstract: In order to research the power spectrum characteristics of M-ary Position Phase Shift Keying (MPPSK) modulation signal deeply, and improve the demodulation performance of the receiver, the theoretical power spectrum expression of MPPSK is presented when M is larger than 2, and a new MPPSK demodulator based on BP neural network is designed. Based on the principle of MPPSK modulation, the decomposition method of alternating wave and steady wave is utilized to deduce the theoretical power spectrum expression of MPPSK when M equals 3, and the expression is extended to the MPPSK when M is larger than 3. The simulation is conducted to verify the correctness of theoretical derivation, and the main factors impacted the power spectrum of MPPSK is also analyzed. Meanwhile, based on the two existing demodulation methods of phase-locked loop (PLL) demodulation and mutli-path discrimination relying on the digital impacting filter, the MPPSK demodulator based on BP neural network is presented by utilizing the obvious difference of the output of digital impacting filter, and the corresponding simulation are also carried out. Simulation results show that the new MPPSK demodulator has a better demodulation performance than the two existing demodulation schemes.

Key words: M-ary Position Phase Shift Keying; Demodulator; Alternating wave; Steady wave; Phase-locked loop; Digital impacting filter

1 引言

频率是不可再生资源,如何高效合理的利用有限的频谱成为当今无线通信领域的研究热点。认知无线电(Cognitive Radio, CR)^[1-2]技术通过频谱感知和系统的

智能学习实现动态的频谱分配和频谱共享,从而提高频谱利用率,但实现过程较为复杂。近年来,一种被称作超窄带(Ultra Narrowed Band, UNB)的高效调制技术受到关注。从超窄带的发明人 H. R Walker 最早提出的可变相移键控(Variable Phase Shift Keying, VPSK)^[3]和甚

小移键控 (Very Minimum Shift Keying, VMSK)^[4], 再到后来的脉位反相调制 (Pulse Position Phase Reversal Keying, 3PRK)^[5] 和缺周期调制 (Missing Cycle Modulation, MCM)^[6] 等一系列调制及相应的解调技术, 都展现了在极窄的带宽内高速传输数据的能力。在国内, 吴乐南、郑国莘、周正等团队先后提出了最小波形差键控 (Very-minimum Waveform Difference Keying, VWDK)^[7-8]、扩展的二进制相移键控 (Extended Binary Phase Shift Keying, EBPSK)^[9]、甚小线性调频键控 (Very Minimum Chirp Keying, VMCK)^[10-11]、正交甚小线性调频键控 (Orthogonal VMCK, OVMCK)^[12-13]、随机脉位键控 (Random Pulse Position Keying, RPPK)^[14] 及其相应的解调技术, 都展现了高频谱利用率。

文献[15]将 EBPSK 调制推广到多元位置相移键控 (M-ary Position Phase Shift Keying, MPPSK) 调制及相应的鉴相解调器, 在保持发射功率和传输带宽不变的同时, 使信息传输速率倍增, 但解调性能不佳。文献[16]利用 MPPSK 调制信号的时域波形特点和冲击滤波器的特殊滤波机理, 提出了基于冲击滤波器解调的多路判决方法, 并通过仿真证实了该方法在接收机结构和解调性能等方面的优势。然而, MPPSK 的解调性能仍可望进一步改进。

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

其中, $k=0, 1, \dots, M-1$ 为发送的信息序列, ω_c 为载波角频率, $T=2\pi/\omega_c$ 为载波周期, $0 \leq r_g < 1$ 为符号保护间隔控制因子, 由 M, N, K 和 θ 以及 r_g 共同构成了改变信号带宽、传输效率和解调性能的“调制指数”。当 $k=1$ 和 $r_g=0$ 时, MPPSK 退化成 EBPSK, 因此在一定程度上, 可以称作 MPPSK 为扩展的 EBPSK, 覆盖范围更广, 且使用起来更灵活。

2.2 冲击滤波机理

数字冲击滤波器^[17]是一类特殊的无限冲激响应 (Infinite Impulse Response, IIR) 数字滤波器, 在极窄的通带内具有“陷波-选频”特性, 在滤除噪声的同时, 可将 EBPSK 调制信号的相位跳变转化为幅度过冲, 大大增强了调制特征, 有利于判决。这同样也适用于 MPPSK 信号的解调, 只不过当 $M>2$ 时, 冲击在码元周期内出现的位置不同。

本文取 $f_c = 10\text{MHz}$, $f_s = 10 \times f_c$, $M=4$, $N=20$, $K=2$, θ

鉴于冲击滤波器可以将 MPPSK 调制信号中不同位置的相位跳变转化为对应位置上的幅度过冲, 本文设计了基于 BP 神经网络的 MPPSK 解调器。首先, 介绍了 MPPSK 调制技术及其冲击滤波^[17]的特殊滤波机理; 然后, 在理论上推导了 ($M=3$, MPPSK) 3PPSK 调制信号的理论功率谱表达式, 并推广到 ($M>3$) 时的 MPPSK 理论功率谱表达式; 同时, 通过仿真验证了理论功率谱表达式的正确性, 并以 ($M=4$, MPPSK) 4PPSK 为例分析了功率谱的影响因素; 最后, 基于已有的锁相环解调和冲击滤波器多路判决解调的两种方案, 提出了一种新的基于 BP 神经网络 MPPSK 解调器, 并通过仿真证实了该解调器的误码率性能要优于前两种现有的方案。

2 MPPSK 调制及其冲击滤波机理

2.1 MPPSK 调制

MPPSK 调制^[15]是一种可在位置和相移均进行键控的二维调制, 它主要利用信息序列在一个码元周期内对正弦载波的不同位置进行相移调制。与 EBPSK 相比, 在相同的码元周期内, MPPSK 可以传输更多的信息数据。MPPSK 调制的表达式为:

$=\pi, r_g=0$, 同时选取一对共轭零点和 3 对共轭极点的冲击滤波器作为解调器, 得到了如图 1 所示的信息序列、调制波形和冲击滤波波形。

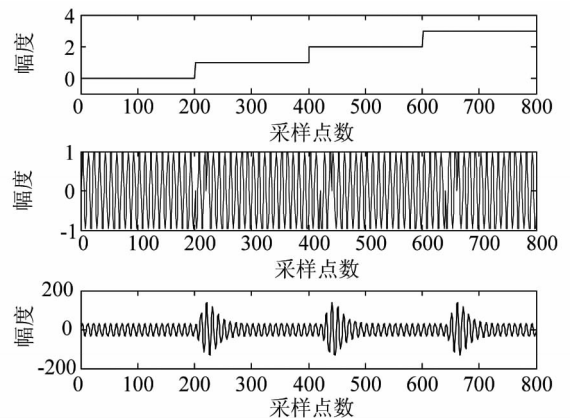


图1 4PPSK 调制及其冲击滤波输出

Fig.1 4PPSK modulation waveform & the output of impacting filter

3 MPPSK 的功率谱分析

3.1 理论表达式

在此,利用交变波和稳态波分解法推导了 3PPSK 的理论功率谱解析式,其具体的推导过程详见本文附录。因此,当 $M > 2$ 时, MPPSK 调制理论功率谱的一般表达式如式(2):

$$\begin{aligned}
 P_s(\omega) = & \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} \left| f'_s [p_0 G_0(mf'_s) + p_1 G_1(mf'_s) + p_2 G_2(mf'_s) \right. \\
 & + \dots + (1 - \sum_{i=0}^{M-2} p_i) G_{M-1}(mf'_s)] \left. \right|^2 * \delta(f - mf'_s) \\
 & + [(1 - p_0)p_0 |G_{M-1}(f) - G_0(f)|^2 \\
 & + (1 - p_1)p_1 |G_{M-1}(f) - G_1(f)|^2 \\
 & + \dots + (1 - p_{M-2})p_{M-2} |G_{M-1}(f) - G_{M-2}(f)|^2 \\
 & - \sum_{i=0}^{M-2} \sum_{j=1+i}^{M-1} p_i p_j |G_{M-1}(f) - G_i(f)| |G_{M-1}(f) \\
 & - G_j(f)|] * f'_s \quad (2)
 \end{aligned}$$

其中, $f'_s = \frac{f_c}{N}$, $G_0(f), G_1(f) \dots G_{M-1}(f)$ 分别为 $0, 1, \dots, M-1$ 所对应的 MPPSK 调制波形的傅里叶变换,可见 MPPSK 的功率谱由连续谱和离散线谱组成。特别地,当 $M=2$ 且信源输出等概率即 $p_0 = p_1 = 1/2$ 时,得到:

$$\begin{aligned}
 P_s(\omega) = & \frac{(f'_s)^2}{4} \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} |G_1(mf'_s) + G_0(mf'_s)|^2 \delta(f - mf'_s) \\
 & + \frac{f'_s}{4} |G_1(f) - G_0(f)|^2 \quad (3)
 \end{aligned}$$

其中:

$$\begin{aligned}
 G_0(f) &= \int_0^{T_s} A \sin(2\pi f_c t) e^{-j2\pi f t} dt \\
 &= \frac{A f'_c}{2\pi(f_c^2 - f^2)} (1 - e^{-j2\pi f T_s}) \\
 G_1(f) &= \int_0^\tau B \sin(2\pi f_c t + \theta) e^{-j2\pi f t} dt + \\
 & \int_\tau^{T_s} A \sin(2\pi f_c t) e^{-j2\pi f t} dt \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{(f_c^2 - f^2)} [B \cdot (1 - e^{-j2\pi f \tau}) (f_c \cos \theta + \\
 & j f \sin \theta) + A (e^{-j2\pi f \tau} - e^{-j2\pi f T_s}) \cdot f_c]
 \end{aligned}$$

这与文献[18]和[19]给出的 EBPSK 理论功率谱表达式一致。

3.2 仿真验证

仿真参数与 2.2 节部分保持一致,实验中采用基于 Hamming 窗的 Welch 谱估计法,为保证谱估计的精

度,在仿真中取了 10000 个码元分别进行 3PPSK 和 4PPSK 调制,得到了相应的理论功率谱和实际功率谱估计,对比如图 2 和 3。

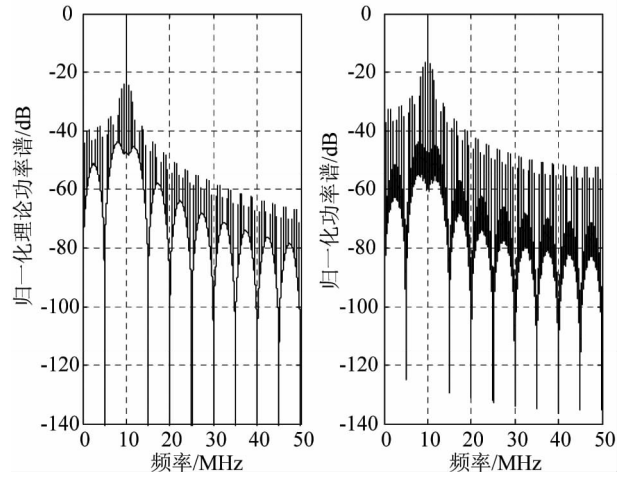


图 2 3PPSK 的理论功率谱与功率谱估计对比
Fig. 2 Comparison between the theoretical spectrum and spectrum estimation of 3PPSK

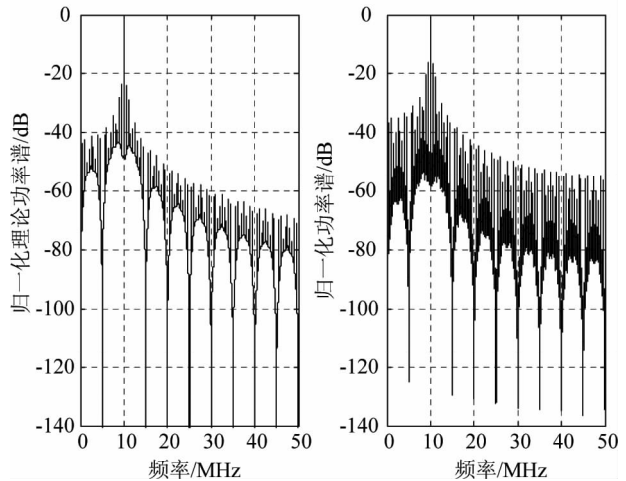


图 3 4PPSK 的理论功率谱与功率谱估计对比
Fig. 3 Comparison between the theoretical spectrum and spectrum estimation of 4PPSK

由图 2 和 3 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 δ 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,载频幅值也是一个有限值。但两者包络形状的一致性证明了理论推导的正确。

3.3 影响 4PPSK 功率谱的主要因素

本节选取 4PPSK 为研究对象,研究和分析了影响 4PPSK 功率谱估计的主要因素。

1、 θ 的影响

在保持其他仿真参数不变的情况下,使 θ 分别等于 $\frac{\pi}{6}$, $\frac{\pi}{2}$, $\frac{5\pi}{6}$ 和 π , 得到了如图 4 所示的功率谱估计。

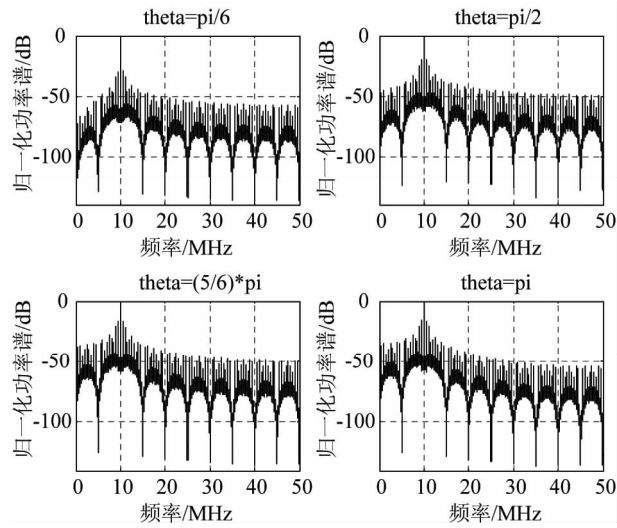


图 4 θ 取不同值时的功率谱估计

Fig. 4 Spectrum estimation of different θ

由功率谱对比可以看出,随着跳变角 θ 的减小,功率谱和能量越来越集中,同时线谱的幅值要明显高于连续谱的幅值,说明了 MPPSK 信号能量主要集中在谱上,在所选取的角度中当 θ 等于 $\frac{\pi}{6}$ 时,载频与边频谱线的幅值差异达到最大。

2、M、N 和 K 的影响

首先,保证其他参数不变,分别取 $M=2,3,4$ 和 5 , 得到了如图 5 所示的功率谱估计。当 $M=2$ 时, MPPSK 调制变成了 EBPSK 调制,经对比图 5 中第一个子图与文献[18]给出的 EBPSK 功率谱估计基本一致,也说明了理论功率谱推导的正确性。同时,随着 M 取值的逐渐增大,线谱能量逐渐降低。正如文献[16]所述,随着 M 取值的进一步加大,除了载频外,其他线谱将全部消失,这是由于 M 越大, MPPSK 调制信号的随机性越强所致。

然后,保证其他仿真参数不变,分别取 N 等于 $10, 20, 30$ 和 40 , 得到了图 6。由理论推导知离散谱间隔为 $f'_d = \frac{f_c}{N}$, 与 N 成反比,而与连续谱没有关系,从图 6 中可以看出,随着 N 逐渐增大,线谱间隔变小,但不影响连续谱,再次验证了理论推导的正确性。

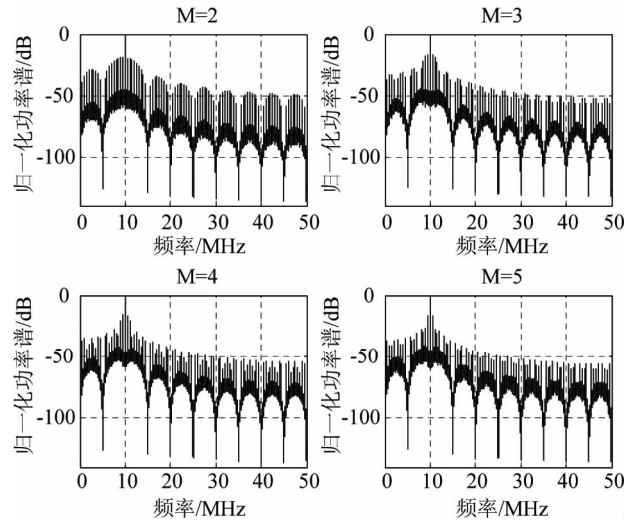


图 5 M 取不同值时的功率谱估计

Fig. 5 Spectrum estimation of different M

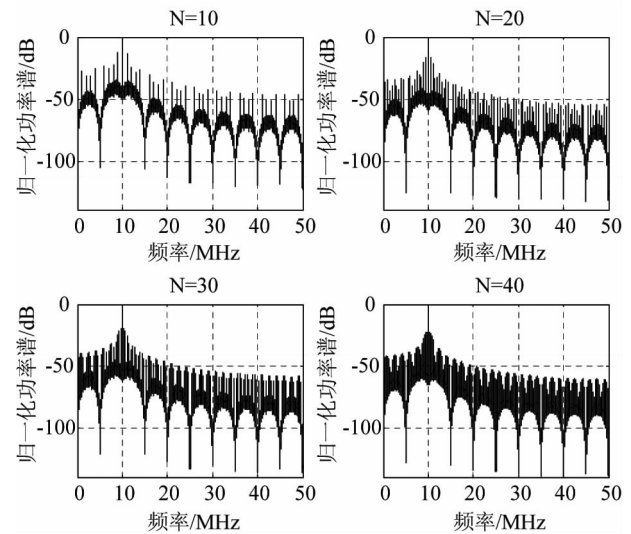
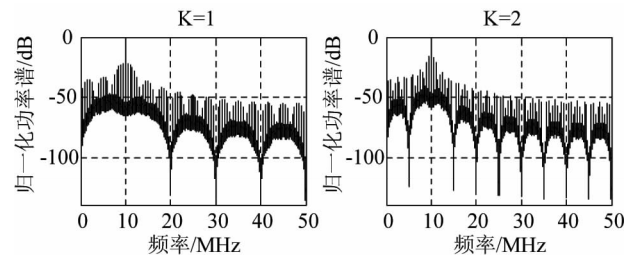


图 6 N 取不同值时的功率谱估计

Fig. 6 Spectrum estimation of different N

最后,保证其他仿真参数不变的情况下,分别取 K 等于 $1, 2, 3$ 和 4 , 得到了如图 7 所示的功率谱估计。可以看出, K 主要影响主瓣和旁瓣宽度,随着 K 值增大,主瓣和旁瓣的宽度变窄,同时,幅值也略微增加。



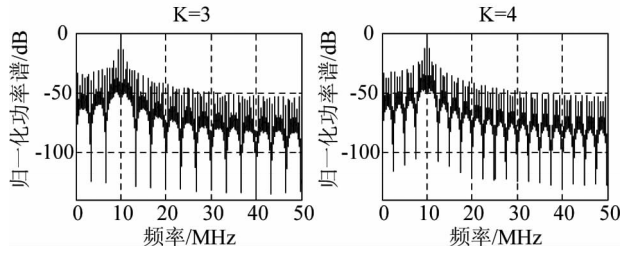


图 7 K 取不同值时的功率谱估计

Fig. 7 Spectrum estimation of different K

4 基于 BP 神经网络的 4PPSK 解调器

解调器对于数字通信系统的传输性能影响很大。目前,基于 MPPSK 通信系统的解调器主要有两种方案,一种是基于锁相环的解调方案,另一种是基于冲击滤波器的多路判决方案。基于锁相环的解调方案,在实现载波同步和位同步的同时,利用鉴相输出进行位置检测和积分判决,但只在较高信噪比下才具有低误码率性能;基于冲击滤波器的多路判决方案,将冲击滤波器的输出包络经过多路由不同同步信息控制的抽样判决器来判决,解调性能要好于方案一。然而,这两种

解调方案并未充分利用冲击滤波器输出的波形差异和位置特征,故解调性能有待进一步提升。

4.1 基于 BP 神经网络的解调方案

冲击滤波器可将 MPPSK 通信系统中单个码元周期内不同位置上的相位跳变转化为幅度冲击,本文利用 BP 神经网络的学习能力,设计了基于 BP 神经网络的 4PPSK 解调器,以利用 4PPSK 冲击滤波信号的波形特征来进一步提高解调性能。具体方案如图 8 所示,可分为训练和测试两个阶段。训练时,使一定信噪比下的“0”、“1”、“2”和“3”码元对应的冲击滤波器输出向量作为 BP 神经网络的输入,对应的神经网络输出口目标向量分别为(1,0,0,0), (0,1,0,0), (0,0,1,0)和(0,0,0,1),其映射关系如表 1。训练结束后,保存该神经网络。测试时,使单个测试码元的冲击滤波器输出向量依次作为 BP 神经网络的输入,根据神经网络 4 个端口输出最大者来判决码元。即当 4 个端口中,端口 1 的输出值最大,则判为“0”码元;端口 2 的输出值最大时,则判为“1”码元,依次类推。

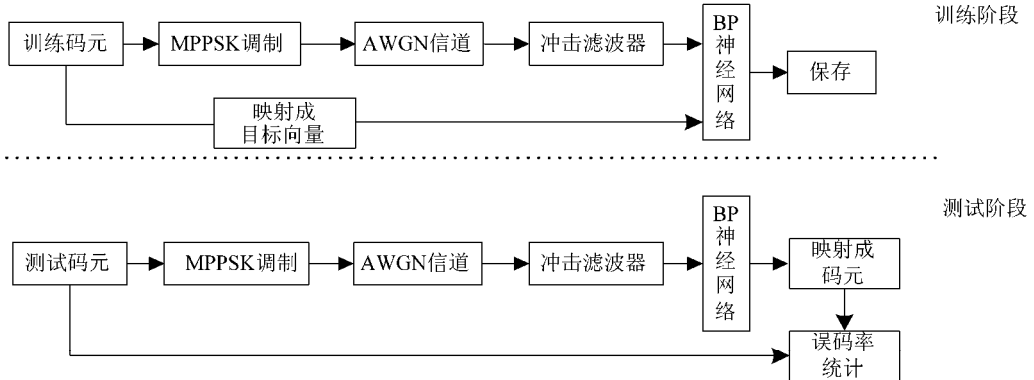


图 8 基于 BP 神经网络的 MPPSK 解调器

Fig. 8 MPPSK demodulator based on BP neural network

表 1 信息码元与目标向量映射关系

Tab. 1 The mapping between information code and objective vector

信息码元	输出端口 1	输出端口 2	输出端口 3	输出端口 4
0	1	0	0	0
1	0	1	0	0
2	0	0	1	0
3	0	0	0	1

4.2 仿真

在仿真中, BP 神经网络的输入层神经元数由单个码元周期内的样本点数决定,隐含层神经元数根据经

验而定,输出层神经元数由进制数确定。4PPSK 通信系统的仿真参数均与 2.2 部分保持一致,故输入层的神经元数为 200,隐含层使用 25 个神经元,输出层为 4 个神经元。训练样本数为 3000,训练信噪比为-1dB,测试码元数为 10^7 ,得到了如图 9 所示的解调输出。图 9 中第 1 个子图为信源输出序列,即“0”,“1”,“2”和“3”码元,第 2 个子图为 4PPSK 调制信号经过冲击滤波器后的冲击包络,第 3-6 个子图为 BP 神经网络 4 个输出端口的输出。可以看出,在信源发“0”码元时, BP 神经网络 4 个端口输出依次为(1,0,0,0),则判决发送的信

息码元为“0”码元,其他码元的解调依次类推。

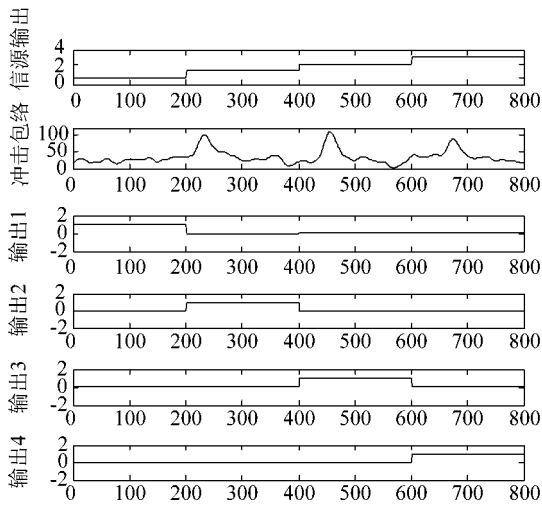


图9 基于BP神经网络的MPPSK解调器输出

Fig.9 Output of MPPSK demodulator based on BP neural network

将本解调器(4PPSK-BP)的误码性能与锁相环解调器(4PPSK-PLL)以及基于冲击滤波多路判决方案(4PPSK-MP)进行了对比,得到了如图10所示的误码率曲线,图中也同时给出了EBPSK系统的误码率曲线,是通过幅度积分判决方式获得的。

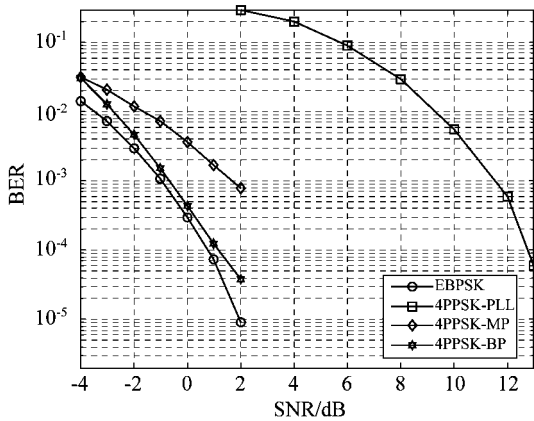


图10 误码率对比

Fig.10 BER comparison

从图10可以看出,基于BP神经网络的MPPSK解调器解调性能明显好于现有的锁相环解调和冲击滤波多路判决解调方案,在误码率为 10^{-3} 时,可分别获得约12dB和3dB的信噪比提升。同时,在与EBPSK幅度积分判决误码率性能差不多的情况下,信息传输速率是EBPSK的2倍,使MPPSK系统的传输性能得到了很大提高。因此,新的调制解调器不仅频谱利用率高,而且解调性能佳。

5 结论

1) 利用交变波和稳态波分解的方法,给出了 $M>2$ 时MPPSK调制信号的功率谱一般表达式,以3PPSK和4PPSK为例进行了仿真验证,并结合4PPSK分析了功率谱的影响因素;

2) 提出了一种新的基于BP神经网络的MPPSK解调器,仿真结果表明其解调性能明显好于已有的锁相环解调器和多路判决解调器,且在误码率性能相差不大的情况下,使信息传输速率比EBPSK系统提高了一倍。

然而,本文在解调方面的研究仅限于AWGN信道,如何在更加复杂的信道,如Rayleigh信道和短波信道上实现MPPSK传输是下一步将要研究的方向。

附录

假设任意码元周期 $T_s=NT$ 内,码元“0”、“1”和“2”代表的3PPSK调制波形 $g_0(t)$ 、 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 出现的概率分别为 p_0 、 p_1 和 $1-p_0-p_1$,且认为它们的出现是统计独立。其中, $g_0(t)$ 、 $g_1(t)$ 和 $g_2(t)$ 的表达式如式(1)-(3):

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

$$g_1(t) = \begin{cases} \sin(\omega_c t + \theta) & 0 \leq t < KT \\ \sin \omega_c t & KT \leq t < NT \end{cases} \quad (2)$$

$$g_2(t) = \begin{cases} \sin \omega_c t & 0 \leq t < KT \\ \sin(\omega_c t + \theta) & KT \leq t < 2KT \\ \sin \omega_c t & 2KT \leq t < NT \end{cases} \quad (3)$$

则3PPSK的调制序列可以表示为式(4):

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} s_n(t) \quad (4)$$

其中

$$s_n(t) = \begin{cases} g_0(t-nT_s) & p_0 \\ g_1(t-nT_s) & p_1 \\ g_2(t-nT_s) & 1-p_0-p_1 \end{cases} \quad (5)$$

取 $T'=(2N'+1)T_s$ 将式(4)截断,则可得式(6):

$$s_{T'}(t) = \sum_{n=-N'}^{N'} s_n(t) \quad (6)$$

由于随机序列的功率谱特性,则 $s(t)$ 的功率谱密度可以表示为式(7):

$$P_s(f) = \lim_{N' \rightarrow \infty} \frac{E[|S_{T'}(f)|^2]}{(2N'+1)T_s} \quad (7)$$

其中,截短信号 $s_{T'}(t)$ 可以由稳态波 $\nu_{T'}(t)$ 和交变波 $u_{T'}(t)$ 构成,其中 $\nu_{T'}(t)$ 和 $u_{T'}(t)$ 可以分别表示为式(8)和(9):

$$\nu_{T'}(t) = \sum_{n=-N'}^{N'} [p_0 g_0(t - nT_s) + p_1 g_1(t - nT_s) + (1 - p_0 - p_1)g_2(t - nT_s)] \quad (8)$$

$$u_{T'}(t) = s_{T'}(t) - \nu_{T'}(t) = \sum_{n=-N'}^{N'} u_n(t) \quad (9)$$

其中

$$u_n(t) = a_n [g_2(t - nT_s) - g_0(t - nT_s)] + b_n [g_2(t - nT_s) - g_1(t - nT_s)] \quad (10)$$

其中

$$a_n = \begin{cases} -(1-p_0), & p_0 \\ p_0, & p_1 \\ p_0, & 1-p_0-p_1 \end{cases} \quad b_n = \begin{cases} p_1, & p_0 \\ -(1-p_1), & p_1 \\ p_1, & 1-p_0-p_1 \end{cases} \quad (11)$$

至此,我们可以分别计算稳态波 $\nu_{T'}(t)$ 和交变波 $u_{T'}(t)$ 的功率谱密度,再最终确定 $s_{T'}(t)$ 的功率谱密度。

1. 稳态波功率谱

由式(8)可以看出,当 $T' \rightarrow \infty$ 时, $\nu_{T'}(t)$ 变成了 $\nu(t)$, 并有

$$\nu(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [p_0 g_0(t - nT_s) + p_1 g_1(t - nT_s) + (1 - p_0 - p_1)g_2(t - nT_s)] \quad (12)$$

由式(12)可以看出, $\nu(t)$ 是以 T_s 为周期的周期性信号,则 $\nu(t)$ 可以表示成

$$\nu(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j2\pi m f_s t} \quad (13)$$

则

$$C_m = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \nu(t) e^{-j2\pi m f_s t} dt \quad (14)$$

将式(12)代入式(14)可得:

$$C_m = f'_s [p_0 G_0(mf'_s) + p_1 G_1(mf'_s) + (1 - p_0 - p_1)G_2(mf'_s)] \quad (15)$$

其中

$$G_0(mf'_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_0(t) e^{-j2\pi m f'_s t} dt$$

$$G_1(mf'_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) e^{-j2\pi m f'_s t} dt$$

$$G_2(mf'_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t) e^{-j2\pi m f'_s t} dt$$

因此, $\nu(t)$ 的功率谱密度为

$$P_\nu(f) = \sum_{-\infty}^{\infty} \left| f'_s [p_0 G_0(mf'_s) + p_1 G_1(mf'_s) + (1 - p_0 - p_1)G_2(mf'_s)] \right|^2 * \delta(f - mf'_s) \quad (16)$$

2. 交变波功率谱

交变波 $u_{T'}(t)$ 的频谱函数 $U_{T'}(\omega)$ 可表示为:

$$U_{T'}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{T'}(t) e^{-j\omega t} dt \quad (17)$$

将式(9)和(10)代入式(17)可得:

$$U_{T'}(\omega) = \sum_{n=-N'}^{N'} \{ a_n [G_2(f) - G_0(f)] + b_n [G_2(f) - G_1(f)] \} e^{-j2\pi f n T_s} \quad (18)$$

其中

$$G_0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_0(t) e^{-j2\pi f t} dt$$

$$G_1(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) e^{-j2\pi f t} dt$$

$$G_2(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t) e^{-j2\pi f t} dt$$

则可得 $u(t)$ 的功率谱密度为:

$$P_\nu(\omega) = \lim_{T' \rightarrow \infty} \frac{E[|U_{T'}(\omega)|^2]}{T'} = [(1-p_0)p_0 |G_2(f) - G_0(f)|^2 + (1-p_1)p_1 |G_2(f) - G_1(f)|^2 - 2p_0 p_1 |G_2(f) - G_0(f)| |G_2(f) - G_1(f)|] * f'_s \quad (19)$$

至此,我们可以得到 3PPSK 的总功率谱表达式为:

$$P_s(\omega) = P_\nu(\omega) + P_u(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} \left| f'_s [p_0 G_0(mf'_s) + p_1 G_1(mf'_s) + (1 - p_0 - p_1)G_2(mf'_s)] \right|^2 * \delta(f - mf'_s) + [(1 - p_0)p_0 |G_2(f) - G_0(f)|^2 + (1 - p_1)p_1 |G_2(f) - G_1(f)|^2 - 2p_0 p_1 |G_2(f) - G_0(f)| |G_2(f) - G_1(f)|] * f'_s \quad (20)$$

其中

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

$$= \frac{A f_c}{2\pi(f_c^2 - f^2)} (1 - e^{-j2\pi f T_s})$$

$$G_1(f) = \int_0^{T_s} B \sin(2\pi f_c t + \theta) e^{-j2\pi f t} dt$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{\tau}^{T_s} A \sin(2\pi f_c t) e^{-j2\pi f_c t} dt \\
& = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{(f_c^2 - f^2)} [B \cdot (1 - e^{-j2\pi f \tau}) \\
& (f_c \cos \theta + j f \sin \theta) + A(e^{-j2\pi f \tau} - e^{-j2\pi f T_s}) \cdot f_c] \\
G_2(f) & = \int_0^{\tau_1} A \sin(2\pi f_c t) e^{-j2\pi f t} dt + \int_{\tau_1}^{\tau_1 + \Delta\tau} B \sin(2\pi f_c t \\
& + \theta) e^{-j2\pi f t} dt + \int_{\tau_1 + \Delta\tau}^{T_s} A \sin(2\pi f_c t) e^{-j2\pi f t} dt \\
& = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{(f_c^2 - f^2)} \{ A f_c (1 - e^{-j2\pi f \tau_1}) \\
& + B \cdot e^{-j2\pi f \tau_1} (1 - e^{-j2\pi f \Delta\tau}) (f_c \cos \theta + j f \sin \theta) \\
& + A \cdot [e^{-j2\pi f (\tau_1 + \Delta\tau)} - e^{-j2\pi f T_s}] \cdot f_c \}
\end{aligned}$$

这里, $\tau = \Delta\tau = KT$ 为 3PPSK 调制波形的跳变时间, $\tau_1 = KT$ 。

参考文献

- [1] J. Mitola, Gerald Q, Maguire JR. "Cognitive radio: Making software radios more personal," IEEE Pers. Commun., vol. 6, no. 4, pp. 13-18, Aug. 1999.
- [2] J. Mitola, "Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio," Doctor of Technology, Royal Inst. Technol. (KTH), Stockholm, Sweden, 2000.
- [3] Walker H R. High Speed Binary Data Communication System [P]. US Patent 4742532, 1988.
- [4] Walker H R. VPSK and VMSK Modulation Transmit Digital Audio and Video at 15 Bits/sec./Hz [J]. IEEE Transactions on Broadcast Engineering, 1997, 43(1): 96-103.
- [5] Walker H R. Digital Modulation Device in a system and Method of using the same [P]. US Patent 6445737, 2002.
- [6] Bobier J A. Missing Cycle Based Carrier Modulation [P]. US Patent 6968014, 2005.
- [7] 吴乐南, 李小平, 司宏伟, 张士凯. 高频带利用率的信息调制和解调方法 [P]. 2004. 5. 5, 发明专利公开号: 1494284.
Wu L N, Li X P, Si H W, Zhang S K. A modulation method for high efficient utilization of frequency bandwidth. Chinese Patent 1494284 X, 2004. 5. 5. (in Chinese)
- [8] 吴乐南, 李小平, 司宏伟. A Modulation Method for High Efficient Utilization of Frequency Band [P]. 2005. 3. 17, 发明专利国际公布号: WO 2005/025166 A1.
Wu L N, Li X P, Si H W. A modulation method for high

- efficient utilization of frequency bandwidth. US Patent WO 2005/025166 A1, 2005. 3. 17. (in Chinese)
- [9] 吴乐南. 超窄带高速通信进展 [J]. 自然科学进展, 2007, 17(10): 143-149.
Wu L N. Progress in ultra narrow band communication [J]. Progress in Natural Science, 2007, 17(10): 143-149. (in Chinese)
 - [10] Zheng G X, Feng J Z, Jia M H. Very minimum chirp keying as a novel ultra narrow band communication scheme, in ICICS' 2007, Dec. 2007, Singapore (invited paper)
 - [11] 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]. 2008. 9, 发明专利号: ZL200710047472. 2.
Zheng G X, Yang W Y. Very minimum chirp keying modulated ultra-narrow band communication method. Chinese Patent Appl. Publication, CN101146072, 2008. 9. (in Chinese)
 - [12] Zheng G X, Yang W Y. The orthogonal very minimum chirp keying (OVMCK) modulations with very high bandwidth efficiency. IEEE Int. Symp. on Antenna and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, July 2008, San Diego, USA, Vol. 1-9, 3182-3185.
 - [13] 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 G X, Yang W Y. Very minimum chirp keying modulated communication method in 2 bits/symbol [P]. Chinese Patent Appl. Publication, CN101296208, 2008. 10. (in Chinese)
 - [14] Li B, Zhou Z, and Zou W X. RPPK modulation with high data rates. SCIENCE CHINA: Information Sciences, 2010, 53(2): 344-354.
 - [15] Wu L N and Qi C H. Modulation and demodulation method for M-ray Pulse Position Shift Keying (MPPSK). CN Pat. No. 200710025202. 1, June 2007.
 - [16] 应鹏魁, 吴乐南. 一种新的 MPPSK 调制解调器实现结构 [J]. 东南大学学报 (自然科学版), 2012, 42(2): 204-208.
Ying P K, Wu L N. A new demodulation method for MPPSK modulated signal [J]. Journal of Southeast University (Natural Science Edition), 2012, 42(2): 204-208.
 - [17] Feng M, Wu L N. Special non-linear filter and extension to Shannon's channel capacity [J]. Digital Signal Processing, 2009, 19(5): 861-873.

[18] 冯熲. 高效调制的关键问题研究 [D]. 东南大学, 南京, 2008.

Feng M. Research on key problems in high-efficiency modulation [D]. Southeast university, Nanjing, 2008. (in Chinese)

[19] 张士凯, 吴乐南. EBPSK 调制信号功率谱分析 [J]. 电波科学学报, 2008, 23(3): 496-500.

Zhang S K, Wu L N. PSD analysis of EBPSK modulated signals [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(3): 496-500. (in Chinese)

作者简介



靳 一 (1984-), 男, 河南人, 东南大学信息科学与工程学院博士研究生, 主要研究方向为通信信号处理。

E-mail: john.0216@163.com



吴乐南 (1952-), 男, 安徽人, 东南大学信息科学与工程学院教授、博士生导师, 中国电子学会会士, 中国通信学会和中国计算机学会高级会员, 主要研究方向为通信信号处理和多媒体信息处理。

E-mail: wuln@seu.edu.cn



余 静 (1986-), 女, 蒙古人, 东南大学信息科学与工程学院硕士研究生, 主要研究方向为通信信号处理。

E-mail: yangyangwodi@126.com



陈艺方 (1987-), 女, 四川人, 东南大学信息科学与工程学院硕士研究生, 主要研究方向为通信信号处理。

E-mail: thereisaway_cyf@sina.com