

基于时频分布的扩展的二元相移键控信号解调算法

王红星¹, 王洪利², 毛忠阳¹

(1. 海军航空工程学院 电子与信息工程系, 山东 烟台 264001; 2. 海军航空工程学院 研究生管理大队, 山东 烟台 264001)

摘要:在已有的扩展二元相移键控(EBPSK)调制信号模型基础上,从非平稳信号分析方法入手,对 EBPSK 调制信号的时频分布特性进行了详细推导,建立了 EBPSK 信号相位跳变与时频分布幅度的关系模型,利用该模型提出了基于时频分布的 EBPSK 解调算法,并给出了相应的解调器结构。对基于时频分布的 EBPSK 信号解调器性能进行了分析,讨论了解调器的判决门限选取方法。分析表明,基于时频分布的 EBPSK 信号解调算法不但简化了 EBPSK 解调器结构,获得了优异的 EBPSK 调制系统差错性能,而且为通信信号的非平稳信号处理提供了新的可行方案。

关键词:通信技术; 非平稳信号分析; 时频分布; 相位跳变频带; 扩展的二元相移键控

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5497(2011)05-1491-06

Analysis of EBPSK demodulation algorithm based on time-frequency distribution

WANG Hong-xing¹, WANG Hong-li², MAO Zhong-yang¹

(1. Department of Electronic Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China;
2. Student's Brigade, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: Base on existing Extended Binary Phase Shift Keying (EBPSK) signal model, the time-frequency characteristic of EBPSK was analyzed using nonstationary signal analysis method. A model of the relationship between phase discontinuity and the amplitude of time-frequency distribution of EBPSK signal was proposed. Using this model, a time-frequency distribution based EBPSK demodulation algorithm was developed, and the structure of the demodulator was given. The performance of the demodulation algorithm was analyzed, and the selection method of the judging threshold for the demodulator was explored. Simulation and theoretical analysis results demonstrated that the EBPSK demodulation algorithm not only simplifies the structure of the EBPSK demodulator and obtains good error-correction performance but also provides a new feasible scheme for nonstationary signal processing in communication.

Key words: communication; nonstationary signals analysis; time-frequency distribution; discontinuity of phase bandwidth; extended binary phase shift keying(EBPSK)

收稿日期: 2009-10-21.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60772056).

作者简介: 王红星(1962-), 男, 教授. 研究方向: 现代通信新技术及调制解调技术. E-mail: hand-speaker@163.com

0 引言

目前,能够有效提高频谱利用率的高效数字调制方式倍受关注。扩展的二元相移键控(Extended binary phase shift keying, EBPSK)^[1]就是为有效提高频谱利用率而提出的一种高效调制技术。文献[2]针对 EBPSK 信号模型推导了其功率谱解析表达式,给出了 EBPSK 在不同调制指数时功率谱理论值和仿真结果,为 EBPSK 信号频谱占用特性的研究提供了参考。为使调制波形适应不同信道条件,文献[3]利用 EBPSK 功率谱结构及特性对其基本波形进行了优化,得到了带宽更窄、边带抑制水平更好的 EBPSK 优化波形。文献[4]针对 EBPSK 调制信号特性设计了基于单片锁相环(PLL)的 EBPSK 信号解调器,文献[5]则针对该类解调器的解调性能进行了详细分析。虽然基于单片锁相环的 EBPSK 解调器可以对鉴相器输出相位跳变信息进行积分判决,并辅以自适应门限等手段,完成对 EBPSK 信号的解调,但是,该解调算法并未直接利用 EBPSK 信号相位跳变这一明显的非平稳信号特征,而且基于单片锁相环的 EBPSK 信号解调器结构也较为复杂,不易分析。

研究表明^[6],实际应用的时频分布形式的幅度与信号的相位结构之间相互影响,并且存在确定的关系,可据此对相位的跳变时刻和数值进行检测。基于该研究结论,本文引入非平稳信号分析方法,直接从 EBPSK 信号的相位跳变特性出发,提出基于时频分布的 EBPSK 信号解调算法,给出相应的解调器结构,并对该解调算法中的最佳判决门限以及解调算法性能进行分析,最后给出仿真分析结果。

1 EBPSK 信号模型

令 $g_0(t)$ 和 $g_1(t)$ 分别表示发送数字“0”和“1”时的 EBPSK 调制信号波形,则

$$g_1(t) = \begin{cases} A\sin(2\pi f_c t + \theta), & 0 \leq t < \tau, 0 \leq \theta \leq \pi \\ A\sin 2\pi f_c t, & \tau \leq t < T_s \end{cases} \quad (1)$$

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

式中: $T_s = N/f_c$ 为符号周期, N 为符号周期与载波周期之比, f_c 为载波频率; $\theta = 0 \sim \pi$ 为“调制角”或称为“跳变角”; $\tau = K/f_c$ 为跳变所持续的载波周期数。

假设调制信息为“1”的概率为 p , 则为“0”的概率为 $1 - p$, 定义

$$s_n(t) = \begin{cases} g_1(t - nT_s), & \text{概率为 } p \\ g_0(t - nT_s), & \text{概率为 } 1 - p \end{cases} \quad (3)$$

则 EBPSK 已调信号可建模为

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

2 EBPSK 信号解调算法

由于 EBPSK 通过改变每个符号周期前若干个载波周期的相位跳变实现调制,因此,EBPSK 信号的解调关键在于能否准确检测到调制信号中的相位跳变。显然,与时间相关联的相位跳变具有明显的非平稳信号特征,因此采用非平稳信号分析中的时频分布可以直接对相位跳变处的信号瞬时频谱进行分析,并通过将相位跳变特征与时频分布幅度建立映射关系,达到检测相位跳变值的目的,由此,本文提出了基于时频分布的 EBPSK 信号解调方法。

为方便分析,假设 EBPSK 信号在时刻 t_0 处有相位跳变,且跳变值为 π 。采用伪魏格纳-威利分布(PWVD)^[7]形式,使用矩形计算窗口对信号进行取样,矩形时域窗口的宽度为 T 。

当信号的相位跳变点位于时域计算窗口以外时,可以得到此时信号的时频变换结果为(其中 $\omega_c = 2\pi f_c$):

$$D_{ss}(t, \omega) = \int_{-T/2}^{T/2} s(t + \tau/2) s^*(t - \tau/2) e^{-j\omega\tau} d\tau = A^2 \frac{2[\sin(\omega - \omega_c) \frac{T}{2}]}{\omega - \omega_c}$$

在 $\omega \rightarrow \omega_c$ 时,即在信号的瞬时频率位置,信号的时频分布是一个与时间 t 无关的常量:

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_c} D_{ss}(t, \omega) = A^2 T$$

而当信号相位的跳变点位于时域计算窗口内部时,对时频分布的计算又分为 2 种情况;一种是计算窗口的中心与相位突变点重合,第二种是计算窗口的中心偏离相位突变点。

首先考虑第一种情况。可以证明当矩形计算窗口的中心与相位跳变点重合时,信号的时频分布形式为

$$D_{ss}(t, \omega) = \frac{-A^2 [\sin(\omega - \omega_c) T]}{\omega - \omega_c} \quad (5)$$

对式(5)在瞬时频率位置取极限,得到时频分布为

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_c} D_{ss}(t, \omega) = -A^2 T$$

以上的分析表明:当信号的相位不发生跳变时,在瞬时频率处时频分布的幅度为常数,而相位发生突变时,处在相位突变点附近的信号时频分布的幅度将发生明显改变。

对于第二种情况,即计算窗口中心偏离相位跳变点时的时频分布。设时域窗口的中心与相位跳变点的距离为 $\tau/2 (\tau > 0)$, 通过计算可得,信号的 PWVD 变换结果可以分为两部分:

$$D_{ss}(t, \omega) = \frac{4A^2 \sin(\omega - \omega_c) \frac{T}{4}}{\omega - \omega_c} - \int_{-\tau/2}^{\tau/2} 2A^2 \cos[(\omega - \omega_c)\alpha] d\alpha \quad (6)$$

对式(6)中的后一项进行化简可以得到

$$\begin{aligned} & \int_{-\tau/2}^{\tau/2} 2A^2 \cos[(\omega - \omega_c)\alpha] d\alpha = \\ & \frac{2A^2 \left\{ \sin\left[(\omega - \omega_c)\frac{\tau}{2}\right] - \sin\left[(\omega - \omega_c)\frac{T}{2}\right] \right\}}{\omega - \omega_c} = \\ & \frac{-4A^2 \cos\left[(\omega - \omega_c)\frac{T+\tau}{4}\right] \sin\left[(\omega - \omega_c)\frac{T+\tau}{4}\right]}{\omega - \omega_c} \end{aligned}$$

由此得

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_c} D_{ss}(t, \omega) = A^2 |\tau| - A^2 (T - |\tau|)$$

分析结果表明:在相位跳变点附近,信号 PWVD 分布幅度是一个与参数 $|\tau|$ 有关的折线。随着时域计算窗口的滑动,在相位跳变点附近,信号时频分布的峰值向着相位跳变点的方向连续减小,最终在该点处达到极小值。信号相位跳变的出现使得原有恒定的时频分布的峰值出现对称的三角形缺口,缺口的宽度等于对信号进行时频表示时所采用的时频计算窗口宽度,而缺口的顶点恰好对应信号的相位跳变点。利用 EBPSK 信号的时频分布特征,设计基于时频分布的 EBPSK 解调器。解调器框图如图 1 所示。

图 1 所示解调器的功能是实现相位跳变到时频域的映射,设计检测门限,实现信息恢复。

基于时频分布的 EBPSK 解调器工作流程如下:

(1) 将待检测信号 $x(n)$ 输入到一个有 m 个 1 阶延迟单元中。延迟单元个数一般为 EBPSK 信号中相位跳变持续时间内的采样点数,延迟单元每次向前可以移动一位,也可以是几位,但不超过一个周期的采样点数。

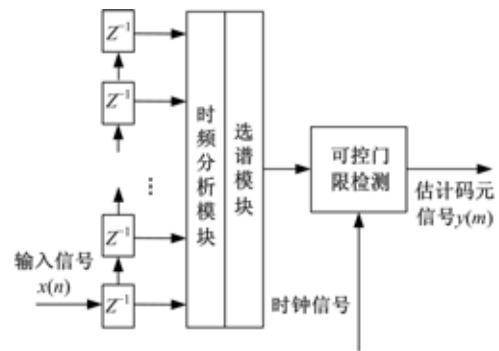


图 1 基于时频分布的 EBPSK 解调器框图

Fig. 1 EBPSK demodulator based on time-frequency distribution block diagram

(2) 将各个延迟单元的数据与相对应的权处理单元相乘后送入时频处理模块。权处理单元的作用相当于时频处理中的窗函数,可以在时频模块中实现。

(3) 数据在时频分析模块中进行时频分析,时频分析采用的算法为 PWVD。

(4) 时频分析模块运算后的数据送入选谱模块,得到 EBPSK 信号相位跳变到时频分布幅度的映射关系。

(5) 时频分布幅度信号送入可控门限检测器,门限检测器检测时钟由同步信号提供,门限值随着信噪比的变化自适应调节。

3 算法性能分析

3.1 基于时频分布的 EBPSK 信号解调算法

假设 EBPSK 系统中的噪声为加性高斯白噪声,信号幅度 $A = 1$, 且在接收端得到的信号为

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (7)$$

式中: $r(t)$ 为接收信号; $s(t)$ 为 EBPSK 已调信号; $n(t)$ 为加性高斯白噪声。

由于在实际时频分析时采用离散点运算,因此,为方便分析考虑接收信号为离散形式,且假设时频分析采用伪魏格纳威利分布(PWVD),加窗为矩形窗,且窗宽为 $N+1$ 。则得到接收信号的离散形式为

$$r(m) = s(m) + n(m) \quad (8)$$

时频分析离散计算公式为

$$\text{PWVD}_r(m, l) = \sum_{p=-N/2}^{N/2} h(p) r(m+p) r(m-p) e^{-j\pi(p/l/N)} \quad (9)$$

与式(8)结合,展开后得到

$$\begin{aligned} \text{PWVD}_r(m, l) &= \text{PWVD}_{ss}(m, l) + \\ &\quad \text{PWVD}_{nn}(m, l) + \text{PWVD}_{sn}(m, l) + \\ &\quad \text{PWVD}_{ns}(m, l) \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $\text{PWVD}_{ss}(m, l)$ 、 $\text{PWVD}_{nn}(m, l)$ 分别为信号和噪声的 PWVD 分布, $\text{PWVD}_{sn}(m, l)$ 、 $\text{PWVD}_{ns}(m, l)$ 分别为信号和噪声以及噪声和信号的互 PWVD 分布。

EBPSK 信号存在波形“1”与波形“0”两种形式,下面仅针对波形“1”进行分析,波形“0”的分析同波形“1”。

发送“1”信号时,式(10)中的第一项,即信号的 PWVD 为确定值。而由于噪声的存在,接收信号的 PWVD 为一个随机变量。

由于噪声和信号之间是不相关的,因此,噪声与信号之间的互 PWVD 可看作多个独立同分布的高斯变量和。对于噪声而言,随机变量 $n(m+p_1)n(m-p_1)$ 与 $n(m+p_2)n(m-p_2)$ ($p_1 \neq p_2$) 是独立同分布的,由此可以得到式(10)的后三项是由多个独立同分布的变量经过加权而得到的。利用中心极限定理可知,后三项的和近似满足高斯分布,其分布特性可由均值和方差来决定,从而得到接收信号的 PWVD 近似服从高斯分布,下面主要对该高斯分布的均值及方差进行求解。

由式(10)可得接收信号 PWVD 的均值为

$$\begin{aligned} m_{r_1} &= E[\text{PWVD}_{r_1}(m, l)] = \\ &E\left[\sum_{p=-N/2}^{N/2} h(p)r_1(m+p)r_1(m-p)e^{-j4\pi(p/N)}\right] = \\ &E\left\{\sum_{p=-N/2}^{N/2} h(p)[g_1(m+p)+n(m+p)] \times \right. \\ &\quad [g_1(m-p)+n(m-p)]e^{-j4\pi(p/N)}\} = \\ &\text{PWVD}_{g_1}(m, l) + E\{\text{PWVD}_n(m, l)\} + \\ &E\{\text{PWVD}_{g_1 n}(m, l)\} + E\{\text{PWVD}_{ng_1}(m, l)\} \end{aligned} \quad (11)$$

因为噪声与信号之间不相关,因此式(11)后两项为零,则得

$$\begin{aligned} m_{r_1} &= \text{PWVD}_{g_1}(m, l) + E\{\text{PWVD}_n(m, l)\} = \\ &= \text{PWVD}_{g_1}(m, l) + h(0)\sigma_n^2 \end{aligned}$$

式中: σ_n^2 为高斯白噪声的方差。

由于假设采用矩形窗, $h(0) = 1$, 则

$$m_{r_1} = \text{PWVD}_{g_1}(m, l) + \sigma_n^2 \quad (12)$$

由前面的分析可知,相位跳变与载波频率处的时频分布幅度有确定关系,因此可以得到载波频率处时频分布幅度的均值为

$$m'_{r_1} = \lim_{\omega \rightarrow \omega_c} [\text{PWVD}_{g_1}(m, l) + \sigma_n^2] =$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \omega_c} \text{PWVD}_{g_1}(m, l) + \sigma_n^2 \quad (13)$$

接收信号 PWVD 的方差为

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{PWVD}_{r_1}}^2 &= E[\text{PWVD}_{r_1}^2(m, l)] - \\ &E^2[\text{PWVD}_{r_1}(m, l)] = \\ &E[\text{PWVD}_{r_1}^2(m, l)] - [\text{PWVD}_{g_1}(m, l) + \sigma_n^2]^2 = \\ &E\left\{\sum_{p_1=-N/2}^{N/2} \sum_{p_2=-N/2}^{N/2} h(p_1)h(p_2)[g_1(m+p_1) + \right. \\ &n(m+p_1)][g_1(m-p_1) + n(m-p_1)] \times \\ &[g_1(m+p_2) + n(m+p_2)][g_1(m-p_2) + \right. \\ &n(m-p_2)]e^{-j4\pi(p_1-p_2)/N}\} - [\text{PWVD}_{g_1}(m, l) + \sigma_n^2]^2 \end{aligned} \quad (14)$$

利用噪声与信号的关系以及噪声的高斯特性,将式(13)展开并化简后得到

$$\sigma_{\text{PWVD}_{r_1}}^2(m, l) = \sigma_n^4 \sum_{p=-N/2}^{N/2} h^2(p) + 2\sigma_n^2 \sum_{p=-N/2}^{N/2} h^2(p) \quad (15)$$

同理,可得载波频率处接收信号时频分布幅度的方差为

$$\begin{aligned} \sigma'_{\text{PWVD}_{r_1}}^2(m, l) &= \lim_{\omega \rightarrow \omega_c} \left[\sigma_n^4 \sum_{p=-N/2}^{N/2} h^2(p) + \right. \\ &2\sigma_n^2 \sum_{p=-N/2}^{N/2} h^2(p) \left. \right] = \sigma_n^4 \sum_{p=-N/2}^{N/2} h^2(p) + 2\sigma_n^2 \sum_{p=-N/2}^{N/2} h^2(p) \end{aligned} \quad (16)$$

由此得到高斯白噪声条件下 EBPSK 接收信号载波频率处时频分布幅度概率分布为

$$p(x_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma'_{\text{PWVD}_{r_1}}} e^{-\frac{(x_1 - m'_{r_1})^2}{2\sigma'^2_{\text{PWVD}_{r_1}}}} \quad (17)$$

又计算窗口为矩形窗口,因此载波频率处接收信号时频分布幅度的方差可表示为 $(N+1)\sigma_n^2(2 + \sigma_n^2)$, 则式(13)可表示为

$$\begin{aligned} p(x_1) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi(N+1)\sigma_n^2(2 + \sigma_n^2)}} \times \\ &\exp\left\{\frac{-[x_1 - \lim_{\omega \rightarrow \omega_c} \text{PWVD}_{g_1}(m, l) - \sigma_n^2]^2}{2(N+1)\sigma_n^2(2 + \sigma_n^2)}\right\} \end{aligned} \quad (18)$$

同理可得到发送“0”信号时的接收信号载波频率处时频分布幅度概率分布为

$$\begin{aligned} p(x_0) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi(N+1)\sigma_n^2(2 + \sigma_n^2)}} \times \\ &\exp\left\{\frac{-[x_0 - \lim_{\omega \rightarrow \omega_c} \text{PWVD}_{g_0}(m, l) - \sigma_n^2]^2}{2(N+1)\sigma_n^2(2 + \sigma_n^2)}\right\} \end{aligned} \quad (19)$$

由第2节分析可知,对于“1”信号而言,在不同时刻 m , $\lim_{\omega \rightarrow \omega_c} \text{PWVD}_{g_1}(m, l)$ 是一个与参数 $|\tau|$ 有关的折线。随着时域计算窗口的滑动,在相位跳变点附近,信号时频分布的峰值向着相位跳变点的方向连续减小,最终在该点处达到极小值,而对于“0”信号,在不同时刻 m , $\lim_{\omega \rightarrow \omega_c} \text{PWVD}_{g_0}(m, l)$ 为常值。

3.2 基于时频分布的最佳判决门限

考虑到EBPSK调制信号的相位跳变发生在“1”信号的起始时刻,因此,为简化判决过程(假设已完成符号同步),可直接对接收信号的比特开始位置的时频分布进行抽样判决,得到此时发送“1”、“0”信号时接收信号时频分布幅度概率分布分别为

$$p(x_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(N+1)\sigma_n^2(2+\sigma_n^2)}} \times \exp\left[\frac{-(x_1 + T - \sigma_n^2)^2}{2(N+1)\sigma_n^2(2+\sigma_n^2)}\right] \quad (20)$$

$$p(x_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(N+1)\sigma_n^2(2+\sigma_n^2)}} \times \exp\left[\frac{-(x_0 - T - \sigma_n^2)^2}{2(N+1)\sigma_n^2(2+\sigma_n^2)}\right] \quad (21)$$

时频分布幅度概率密度函数如图2所示。

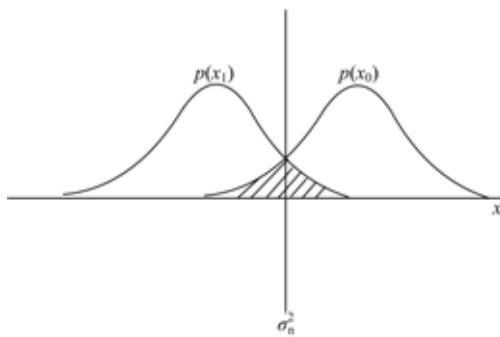


图2 时频分布幅度概率密度函数

Fig. 2 Probability density function of time-frequency distribution amplitude

由此,可设定最佳判决门限为 σ_n^2 ,得到EBPSK调制系统的差错概率为

$$P_e = (1-P)p(x_0 < \sigma_n^2) + Pp(x_1 > \sigma_n^2) \quad (22)$$

假设“1”、“0”为等概率传输,则 $P = 1/2$,式(22)化为

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\sigma_n^2} \frac{1}{\sqrt{2\pi(N+1)\sigma_n^2(2+\sigma_n^2)}} \times$$

$$\exp\left[\frac{-(x_0 - T - \sigma_n^2)^2}{2(N+1)\sigma_n^2(2+\sigma_n^2)}\right] dx_0 + \frac{1}{2} \int_{\sigma_n^2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi(N+1)\sigma_n^2(2+\sigma_n^2)}} \times \exp\left[\frac{-(x_1 + T - \sigma_n^2)^2}{2(N+1)\sigma_n^2(2+\sigma_n^2)}\right] dx_1 \quad (23)$$

化简、整理后得到基于时频分布的EBPSK调制系统差错概率为

$$P_e = Q \frac{T}{\sigma_n \sqrt{(N+1)(2+\sigma_n^2)}} \quad (24)$$

由此可以看出,基于时频分布的EBPSK调制系统差错概率与信噪比以及窗口宽度有关。

3.3 仿真实验

对载波频率 $f_c=40$ kHz、占空比为1:20、传输码率为 $f_b=2$ kHz的EBPSK接收信号,用基于时频分布的解调器,用与信噪比有关的自适应门限判决,窗口宽度取21。对信噪比SNR为-8dB到7dB的EBPSK系统误码性能进行仿真。仿真结果如图3所示,图中相干PSK解调性能曲线由文献[8]中的理论计算结果得到。

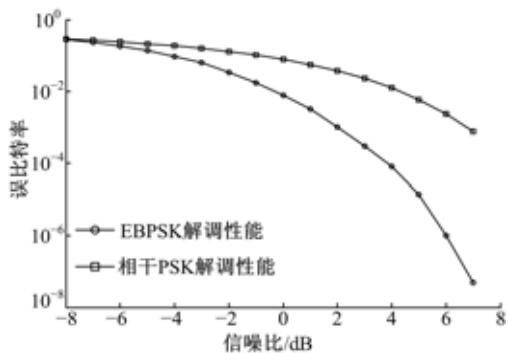


图3 基于时频分布的EBPSK系统误码性能

Fig. 3 Performance of EBPSK system based on time-frequency distribution

由图3可知,基于时频分布的EBPSK解调器使用了简单的时频分析算法,并配合自适应门限判决电路,实现了EBPSK信号的解调,且系统误码性能优异,由此实现了简化解调器结构的目的。对于EBPSK调制方法的频带占用特性已在文献[9]中给出了全新的定义与阐释,此处不再赘述。

4 结束语

通过采用非平稳信号分析方法,对EBPSK调制信号的时频分布特性进行了详细推导,建立了EBPSK信号相位跳变与时频分布幅度的关系

模型,基于该模型提出了基于时频分布的EBPSK解调算法,并给出了相应的解调器结构。重点对基于时频分布的EBPSK信号解调算法性能进行了分析,讨论了解调算法中的判决门限选取方法。理论及仿真实验表明,基于时频分布的EBPSK信号解调算法建立了EBPSK信号时频分布形式幅度与信号相位跳变的确定关系,不但可以简化解调器结构,而且得到了优异的EBPSK调制系统差错性能。

参考文献:

- [1] 吴乐南,张士凯. 统一的二元相位调制和解调方法[P]. 中国:CN 1889550A,2007-01-03.
- [2] 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 Shi-kai, Wu Le-nan. PSD analysis of EBPSK modulated signals[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(3):496-500.
- [3] 张士凯,吴乐南. EBPSK 调制的波形优化[J]. 东南大学学报,2008,34(4):564-568.
Zhang Shi-kai, Wu Le-nan. Optimization of extended BPSK modulated waveforms[J]. Journal of Southeast University, 2008, 34(4):564-568.
- [4] Qi Chen-hao, Feng Man, Wu Le-nan. Analysis of transmission system based on phase locked loop[C] // The third International Conference on Natural Computation(ICNC07),Hainan,China, 2007.
- [5] 戚晨皓,陈国强,吴乐南. 二阶锁相环的EBPSK信号解调分析[J]. 电子与信息学报,2009,31(2):418-421.
Qi Chen-hao, Chen Guo-qiang, Wu Le-nan. EBPSK demodulation analysis based on second-order phase locked loop[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(2): 418-421.
- [6] 李滔,汤建龙,杨绍全. 基于时频分布的信号相位跳变检测与估计方法[J]. 信号处理,2006,22(1):15-19.
Li Tao, Tang Jian-long, Yang Shao-quan. The detection and estimation of phase discontinuity using time-frequency distribution[J]. Signal Processing, 2006, 22(1): 15-19.
- [7] 王宏禹,邱天爽,陈喆. 非平稳随机信号分析与处理[M]. 北京:国防工业出版社,2008.
- [8] Proakis J G. 数字通信[M]. 4 版. 北京: 电子工业出版社,2005.
- [9] 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. The progress of ultra narrow bandwidth high speed communication[J]. Progress in Natural Science, 2007, 17(11):1467-1473.