

# 低信噪比下锁频锁相器性能分析及改进

晏 辉,张忠培

(电子科技大学通信抗干扰国防重点实验室,四川成都 611731)

**摘 要:** 针对锁频锁相器(Phase and Frequency Detector, PFD)应用于低信噪比、大频偏的条件,通过理论分析和仿真验证阐述了窗口类型对系统频偏捕获速度、范围、噪声门限及相位噪声抖动的影响机理.推导出等效相位噪声功率谱密度的表达式.证明了大窗口具有更低的噪声门限和更小的稳态相位抖动,但捕获速度较慢.为了提高捕获速度,对鉴相器输出值取极性运算得到改进的 PFD 算法.新算法不仅能增加鉴相增益提高捕获速度;还可以减少等效噪声功率谱密度降低相位抖动;同时新算法不需要乘法器便于硬件实现.最后新算法的性能通过仿真得到了验证.

**关键词:** 锁频锁相器; 科斯塔斯环; 载波恢复; 低信噪比

**中图分类号:** TN911.8 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 01-0001-06

## Performance Analysis and Improvement of Phase and Frequency Detector at Low SNR

YAN Hui, ZHANG Zhong-pei

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

**Abstract:** Under the condition of low Signal to Noise Ratio (SNR) and large frequency offset, the impact mechanism of window type on acquisition time, frequency range, noise threshold and phase jitter in Phase and Frequency Detector (PFD) is presented by theoretic analysis and simulations. Closed-form expression of equivalent noise Power Spectrum Density (PSD) is derived. The results show that the bigger window has a lower noise threshold and less phase jitter, but acquisition rate is slower. Modified algorithm replaces the phase detector output with its polarity. The new algorithm not only improves the performance of acquisition time and the phase jitter by increasing the gain of phase detector and reducing equivalent noise Power Spectrum Density respectively, but also reduces hardware implementation complexity. In last, the new algorithm is verified by simulations.

**Key words:** phase and frequency detector; Costas loop; carrier recovery; low signal to noise ratio

## 1 引言

载波同步是通信系统中的一项关键技术.载波恢复的两个重要指标是小的稳态相位抖动与大的动态频偏捕获范围.第一个指标可以通过设计窄带锁相环来实现;第二个指标主要依靠辅助捕获的方式来实现,如改变滤波器增益,扫频及采用频率检测器等方式.其中应用最广的是扫频技术,但是扫频的最大速率不超过环路自由频率的一半,捕获速度较慢.当信噪比很低时,这一缺点尤其突出.基于估值理论的低信噪比频率同步已有较多分析<sup>[1~3]</sup>,但针对具有高动态范围、大频偏的 DVB-S、卫星通信、GPS 等连续通信系统中的频率同步研究仍然是一个开放的课题.因此设计一种满足低信噪比、大

频偏同时便于硬件实现的锁相环有重要的实际意义.

锁频锁相器(Frequency and Phase Detector, PFD)<sup>[4]</sup>能够在不增加稳态相位噪声的情况下提高频偏捕获范围,所以 PFD 自提出以来被广泛地应用于各类数字通信系统中<sup>[5]</sup>.如 MPSK 通信系统就广泛地使用了 PFD<sup>[6]</sup>;高阶 QAM 的载波恢复也采用了 PFD 中对星座图加窗的原理<sup>[7]</sup>.极低信噪比下载波同步有两种主要方式:扩频和编码辅助<sup>[8]</sup>.由于 Costas 环具有良好的相位跟踪性能,所以被广泛地应用到上述方法中作为相位检测器使用<sup>[9~11]</sup>,但其捕获范围很窄.文献<sup>[10]</sup>在 PN 码匹配滤波的辅助下可捕获小于 100KHz 的多普勒频移;文献<sup>[11]</sup>中改进的 Costas 环只能进行相位捕获.因此在不同信噪比条件下就窗口及鉴相器类型的选择对系统性能

的影响进行理论分析有重要的理论及实用价值。

## 2 锁频锁相器频偏捕获性能分析

PFD 的基本原理是在星座图上设置窗口对鉴相器的输出信号进行采样保持操作,提取与载波频偏极性相同的直流分量,从而达到锁频锁相的功能。因此,鉴相器与窗口类型的选择对 PFD 有重要影响。下文将从上述两方面来分析 PFD 的性能。

(1) 本文采用极性环作为鉴相器,鉴相信号为:

$$e(t) = y_I(t) \operatorname{sgn}(y_Q(t)) - y_Q(t) \operatorname{sgn}(y_I(t)) \quad (1)$$

其中  $\operatorname{sgn}$  代表取极性操作,  $\operatorname{sgn}(x) = 1(x \geq 0)$ ,  $\operatorname{sgn}(x) = -1(x < 0)$ 。

(2) 本文采用的调制方式为  $0^\circ$  偏移的 QPSK 调制。窗口的形式为:

$$\begin{cases} |y_I(t)| \geq th_1 \\ |y_Q(t)| \leq th_2 \end{cases} \text{ 或 } \begin{cases} |y_I(t)| \leq th_2 \\ |y_Q(t)| \geq th_1 \end{cases} \quad (2)$$

其中  $th_1$  和  $th_2$  代表门限值。图 1 为第一象限中两类满足式(2)的具体窗口(实线以内区域代表窗口覆盖区域)。图 1(a)中 A 型窗口的  $th_1 = \cos(\theta)$ ,  $th_2 = \sin(\theta)$  ( $0 \leq \theta \leq \pi/4$ ), 图 1(b)中 B 型窗口的门限值满足  $0 \leq th_1 = th_2 = th = \cos(\theta) \leq 1$ 。本文选取  $\theta = \pi/6$  时的 A 型窗口, 称为窗口 1; 称  $\theta = \pi/6$  时的 B 型窗口为窗口 2。可以看出, 将窗口 1 扩大变形可得到窗口 2。

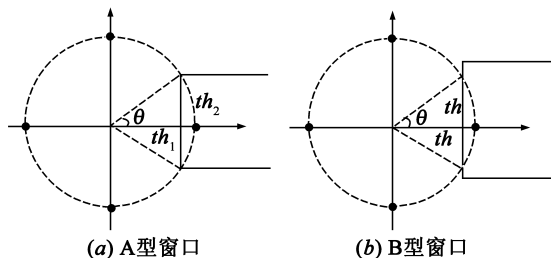


图1 两类典型的窗口

鉴相器的输出信号可表示为:

$$u(t) = (1 - \alpha)e(t) + \alpha u(t - 1) \quad (3)$$

其中  $\alpha$  依据信号是否处在窗口中分别取 0 和 1。PFD 捕获性能的两个重要衡量指标是捕获范围与速度。依照信噪比高低, 鉴相器输出信号  $u(t)$  对这两个指标影响机理如下:

(a) 高信噪比时, 接收信号基本都在窗口内。窗口 1 与窗口 2 对应的  $\theta$  相同, 因此这两个窗口的 PFD 输出特性曲线相同。图 2 为对应的相位误差  $\theta_e(t)$  与  $u(t)$  的关系图。从中可以看到, 鉴相周期等于星座点间的相距  $\pi/2$ 。在  $\pi/2$  整数倍附近区间内为奇对称, 鉴相器输出均值由鉴相周期内长度为  $\pi/2 - 2\theta$  的采样保持值所决定。当窗口类型给定时, 由图 2 可知, ①增大  $\theta$ , 则采样保持区间长度变小, 同时  $u(t)$  也减小, 此时鉴相器输出均值也随之减小, 系统的收敛速度变慢。②减小  $\theta$ , 窗口

减小, 鉴相增益变大, 但频偏捕获范围减小。因为在大频偏的作用下, 小窗口无法提供正确的频偏极性, 继而会导致错误的采样输出。因此大窗口有大的频偏捕获范围, 小的鉴相增益及长的捕获时间。

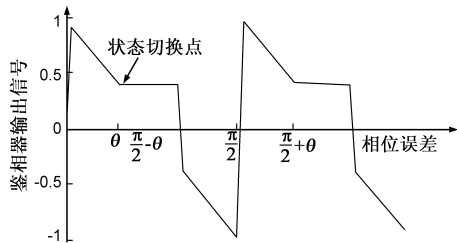


图2 PFD输出特性曲线

(b) 低信噪比时, 窗口大小可以用无频偏信号在噪声作用下落入窗口中的概率  $p_a$  来表示。因为信号进入每个窗口的概率相同, 为简化计算, 用第一象限上的星座点落入其对应的窗口内的概率来计算  $p_a$ 。并忽略其他星座点的信号在噪声作用下进入此窗口的情况, 这样可得:

$$\begin{aligned} p_a &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{th_1}^{\infty} e^{-(x-1)^2/2\sigma^2} dx \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{-th_2}^{th_2} e^{-y^2/2\sigma^2} dy \\ &= 2(\Phi(\frac{th_2}{\sigma}) - 0.5)(1 - \Phi(\frac{th_1 - 1}{\sigma})) \end{aligned} \quad (4)$$

其中  $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt$ ,  $\sigma^2$  表示噪声功率。

图 3 为窗口 1 与窗口 2 按照式(4)计算出的  $p_a$  值与实测值的曲线图。从中可以看出, 高信噪比 ( $E_b/N_0 \geq 20\text{dB}$ ) 时, 接收信号进入两个窗口的概率都近似为 1; 低信噪比时, 信号进入窗口 2 的概率大于进入窗口 1 的概率。另外, 当  $E_b/N_0 < -3\text{dB}$  时, 两个窗口的理论值与实测值出现较大的偏差, 而窗口 2 的偏差要比窗口 1 大。其原因为, 窗口 2 变大, 窗口间距减小, 低信噪比时接收信号从其他星座点跳转入此窗口的概率不是一个很小的值。信噪比越低, 窗口越大, 则引入的误差也越大。

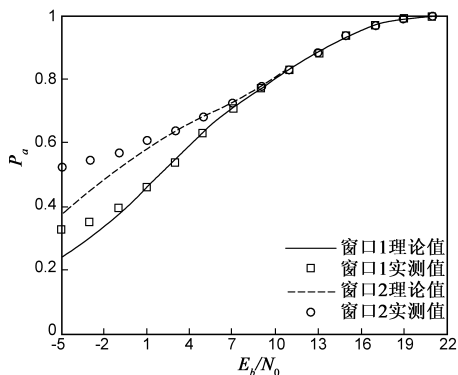


图3  $P_a$  的理论值与实测值的关系

因此针对低信噪比、大频偏的应用条件, 窗口类型的选取准则为: 首先, 为了捕获大频偏应取大的  $\theta$ 。因为  $\theta$  越大则包含大频偏信号的概率越高, 但为了不造成窗

口过多重叠或使窗口间距变小,  $\theta$  不能取大于或太靠近  $\pi/4$  的值, 否则会使相邻窗口的信号过多混叠. 其次, 为了对抗噪声, 在选定合适的  $\theta$  后应使窗口扩大. 这样窗口包含接收信号的概率就会变大. 扩大的方向应为远离单位圆的方向, 否则也会使窗口间距减小. 综上所述, 对于 A 型窗口, 利用计算机仿真对不同的  $\theta$  计算  $p_\alpha$  值, 搜索在不同信噪比下能得到最大  $p_\alpha$  值的  $\theta$ . 结果表明  $\theta$  为  $\pi/6$ . 这样就得到了窗口 1, 然后将窗口 1 按图 1 方式扩大就得到了窗口 2.

### 3 锁频锁相器稳态相位噪声性能分析

环路锁定后, 瞬时相差很小, 信号可表示为:

$$y_I(t) = I(t)\cos(\varphi(t)) - Q(t)\sin(\varphi(t)) + n_I(t)$$

$$y_Q(t) = I(t)\sin(\varphi(t)) + Q(t)\cos(\varphi(t)) + n_Q(t)$$

其中  $\varphi(t)$  表示瞬时相差, 噪声信号  $n_I(t)$ ,  $n_Q(t)$  是独立同分布的高斯信号, 方差为  $\sigma^2$ . 定义  $I'(t) = I(t) + n_I(t)$ ,  $Q'(t) = Q(t) + n_Q(t)$ . 因锁定时  $\varphi(t)$  很小, 可得  $y_I(t) \approx I'(t)$ ,  $y_Q(t) \approx Q'(t)$ . 将其带入式(1), 可得到环路等效的噪声  $n'(t)$  为:

$$n'(t) = \text{sgn}(Q'(t))I'(t) - \text{sgn}(I'(t))Q'(t)$$

其功率为:

$$E(n'(t)^2) = E(I'(t)^2) + E(Q'(t)^2) - 2E(|I'(t)| |Q'(t)|)$$

由于每个窗口内等效噪声的功率相同, 为简化分析, 取第一象限上的窗口进行计算. 可得:

$$E(n'(t)^2) = E((1 + n_I(t))^2) + E(n_Q(t)^2) - 2E(|1 + n_I(t)| |n_Q(t)|) \quad (5)$$

依照信噪比的高低对式(5)进行计算:

(1) 高信噪比 ( $E_b/N_0 \geq 20\text{dB}$ ) 时, 可认为所有接收信号全部处在窗口内, 所以:

$$E(n'(t)^2) = 1 + E(n_I(t)^2) + E(n_Q(t)^2) - 2E(|1 + n_I(t)| |n_Q(t)|)$$

令  $n'_I(t) = |1 + n_I(t)|$  及  $n'_Q(t) = |n_Q(t)|$ , 那么  $n'_I(t)$  及  $n'_Q(t)$  的概率密度函数为<sup>[12]</sup>:

$$f(n'_I(t)) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} (e^{-(n'_I(t)-1)^2/2\sigma^2} + e^{-(n'_I(t)+1)^2/2\sigma^2}), & n'_I(t) \geq 0 \\ 0, & n'_I(t) < 0 \end{cases}$$

$$f(n'_Q(t)) = \begin{cases} \frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(n'_Q(t))^2/2\sigma^2}, & n'_Q(t) \geq 0 \\ 0, & n'_Q(t) < 0 \end{cases}$$

代入式(5)后得:

$$E(n'(t)^2) = 1 + 2\sigma^2 - \frac{4}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^\infty x(e^{-(x-1)^2/2\sigma^2} + e^{-(x+1)^2/2\sigma^2}) dx \times \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^\infty ye^{-y^2/2\sigma^2} dy$$

$$= 1 + 2\sigma^2 - \frac{4\sigma}{\sqrt{2\pi}} \left( \frac{2\sigma}{\sqrt{2\pi}} e^{-1/2\sigma^2} + 2\Phi\left(\frac{1}{\sigma}\right) - 1 \right) \quad (6)$$

(2) 低信噪比时, 只有部分信号处在窗口内, 需要对窗口内的噪声信号概率密度进行归一化, 即:

$$f(n'_I(t)) = \begin{cases} \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(n'_I(t)-1)^2/2\sigma^2} + \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-(n'_I(t)+1)^2/2\sigma^2}}{\Phi\left(\frac{th_1-1}{\sigma}\right) + 1 - \Phi\left(\frac{th_1+1}{\sigma}\right)}, & n'_I(t) \geq th_1 \\ 0, & 0 \leq n'_I(t) < th_1 \end{cases}$$

$$f(n'_Q(t)) = \begin{cases} \frac{\frac{2}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-n'_Q(t)^2/2\sigma^2}}{2(\Phi(\frac{th_2}{\sigma}) - 0.5)}, & 0 \leq n'_Q(t) \leq th_2 \\ 0, & n'_Q(t) > th_2 \end{cases}$$

在本文考虑的信噪比区间,  $\frac{th_1+1}{\sigma}$  是比较大的数. 如当

$$E_b/N_0 = 0\text{dB} \text{ 时如取 } th_1 = \cos\left(\frac{\pi}{6}\right), \text{ 那么 } \frac{th_1+1}{\sigma} = 3.732, \\ 1 - \Phi\left(\frac{th_1+1}{\sigma}\right) \approx 0.$$

因此:

$$E(n'(t)^2) = \frac{\int_{th_1}^\infty x^2(e^{-(x-1)^2/2\sigma^2} + e^{-(x+1)^2/2\sigma^2}) dx}{\sqrt{2\pi\sigma^2} \Phi\left(\frac{th_1-1}{\sigma}\right)} + \frac{\int_{-th_2}^{th_2} y^2 e^{-y^2/2\sigma^2} dy}{\sqrt{2\pi\sigma^2} 2(\Phi\left(\frac{th_2}{\sigma}\right) - 0.5)} - \frac{1}{2\Phi\left(\frac{th_1-1}{\sigma}\right)(\Phi\left(\frac{th_2}{\sigma}\right) - 0.5)} \times \frac{4}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{th_1}^\infty x(e^{-(x-1)^2/2\sigma^2} + e^{-(x+1)^2/2\sigma^2}) dx \times \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^{th_2} ye^{-y^2/2\sigma^2} dy \quad (7)$$

式(7)中的第 1、2 项无法求出解析解, 具体求解时对 1、2 项用计算机使用数值积分来计算; 第 3 项有解析解, 去掉归一化因子后积分部分的表达式为:

第 3 项

$$= \frac{4\sigma}{\sqrt{2\pi}} (1 - e^{-(th_2)^2/2\sigma^2}) \left( \frac{\sigma}{\sqrt{2\pi}} (e^{-(th_2+1)^2/2\sigma^2} + e^{-(th_1-1)^2/2\sigma^2}) + \Phi\left(\frac{1-th_1}{\sigma}\right) - \Phi\left(\frac{1-th_1}{\sigma}\right) \right)$$

锁相环中环路滤波器的带宽比等效噪声的带宽窄很多. 例如, 一般环路的等效双边带宽值  $B_L$  大约仅为  $10^{-4}f_s$  左右 ( $f_s$  表示符号的速率), 鉴相器输出信号  $u(t)$  可视为等效的高斯白噪声. 由文献[4]的推导知,

$$E(u(t)^2) = E(n'(t)^2) \quad (8)$$

$$E(u(t)u(t+l)) = (1-p_\alpha)^l E(n'(t)^2), l \neq 0 \quad (9)$$

$u(t)$  对应的等效高斯白噪声的功率谱密度为<sup>[4]</sup>:

$$\begin{aligned} S_0 &= T_s \left[ 1 + 2 \sum_{l=1}^{\infty} p_\alpha^l \right] E(n'(t)^2) \\ &= T_s \frac{2-p_\alpha}{p_\alpha} E(n'(t)^2) \end{aligned} \quad (10)$$

这样输出相位噪声的方差<sup>[13]</sup>为:

$$\sigma_p^2 = 2S_0 B_L \quad (11)$$

图4为两个窗口在不同信噪比下  $S_0$  与  $E_b/N_0$  的关系图。可以看出,①高信噪比时,两个窗口的理论值与实测值基本相同;②低信噪比时,窗口2的  $S_0$  小于窗口1的  $S_0$ ,原因如下,由式(4)与(7)可知,低信噪比时接收信号进入窗口2的概率大于进入窗口1的概率,同时窗口2内的等效噪声功率小于窗口1的噪声功率,因此由式(10)可知,窗口2的等效白噪声功率谱密度会减小,这样输出相位抖动也随之减小。另外,从图4中还能看出当  $E_b/N_0 < -3\text{dB}$  时,两个窗口的理论值与实测值会出现偏差,与窗口1相比,窗口2中  $S_0$  的理论值与实际值在低信噪比时会出现更大的偏差。此时,锁相环的输出相位抖动会急剧变大,环路出现跳周现象,进一步降低信噪比,则环路就会出现失锁现象。

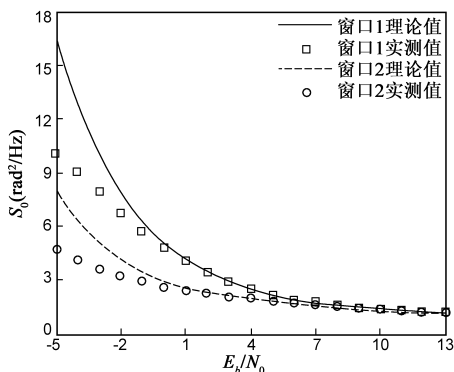


图4 等效噪声功率谱密度与信噪比的关系

## 4 改进型 PFD 及性能分析

由于 PFD 的捕获速度与信号处在窗口切换状态时鉴相器输出信号的大小成正比,这个信号的极性反映了频偏的极性,其绝对值小于1。因此对鉴相器输出信号取极性操作便可提高鉴相器增益及捕获速度,同时使等效噪声的功率恒定为1。这样就得到了改进型的 PFD,其鉴相器的输出为:

$$u(t) = \text{sgn}((1-\alpha)e(t) + \alpha u(t-1)) \quad (12)$$

这样  $u(t)$  就只有1与-1两种取值,经过环路滤波器后分别代表对前一时刻的 DCO 频率估计值进行增加和减少操作。

本节在实际系统中对改进型 PFD 进行了仿真验

证。系统的符号率为 16.384 Mbaud/s, QPSK 调制,环路滤波器的形式与二阶环中滤波器相同,系数为  $k_1 = 4.82 \times 10^{-4}$ ,  $k_2 = 7.14 \times 10^{-7}$ , AWGN 信道。本节从频率捕获特性及稳态相位抖动两方面将改进型 PFD 与原 PFD 进行对比,最后给出改进型 PFD 的误码率性能曲线。

(1) 频率捕获性能。窗口1与窗口2对应相同的  $\theta$ , 所以两者的无噪声鉴相曲线相同。图5为这两个窗口所对应的 PFD 及改进型 PFD 的鉴相曲线。可以看出,改进型 PFD 的鉴相增益比 PFD 大,并且增益比较平坦;随着  $\theta$  增大,频偏捕获范围增大,但增益减小,这与第二节中的分析一致。

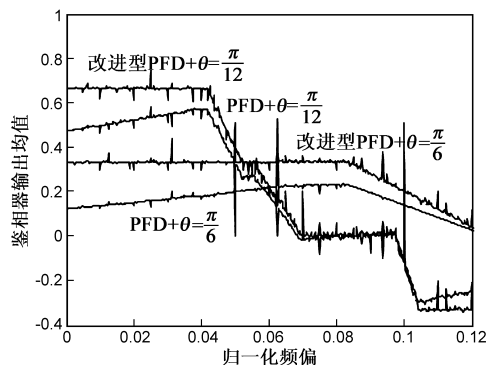


图5 PFD及改进型PFD鉴相曲线

表1给出了两种算法在频偏为 500KHz 时的捕获时间。可以看到:对于相同的窗口,改进型 PFD 的捕获时间均要小于 PFD 的捕获时间,这是因为改进型 PFD 提高了鉴相器的输出增益,从而可以减小系统的频率捕获时间。

表1 不同类型 PFD 的频偏捕获时间

$E_b/N_0$ (dB)	1	2	3	4
PFD + 窗口1	0.108 s	0.065 s	0.039 s	0.027 s
PFD + 窗口2	0.200 s	0.140 s	0.110 s	0.082 s
新 PFD + 窗口1	0.052 s	0.033 s	0.022 s	0.015 s
新 PFD + 窗口2	0.160 s	0.100 s	0.072 s	0.055 s

(2) 输出相位噪声抖动。图6是频偏为 100KHz 时,锁定后稳态相位方差与信噪比的关系图。从中可以看出,①对于相同类型的窗口,改进型 PFD 算法的输出相位抖动要小于原 PFD 的输出相位抖动。由式(11)可知,当 PFD 处在稳态跟踪状态时输出相位噪声的方差与等效功率谱密度值成正比关系。而新算法的等效噪声  $n'(t)$  的功率恒为1,所以在低信噪比时,新算法可以降低稳态的相位噪声方差。从图6中可以看到,信噪比越低,新算法对稳态相位噪声抖动改善的效果越明显;②低信噪比时,窗口2的输出相位噪声方差要小于窗口1的输出相位噪声方差。这是因为低信噪比时,由式(10)可知窗口2的  $S_0$  小于窗口1的  $S_0$ 。另外当频偏为 100KHz 时,窗口1和窗口2的噪声门限分别为  $E_b/N_0 \geq$

0dB,  $E_b/N_0 \geq -2$ dB.从图 6 可以看到,当信噪比在噪声门限以上时,输出相位噪声方差随着信噪比的降低而缓慢增长;当信噪比降低到噪声门限以下时,输出噪声方差急剧增加,环路会在噪声的作用下发生跳周现象,造成系统的不稳定.综上可以看到与窗口 1 相比,窗口 2 的噪声门限有 2dB 的改进,更加适应于在低信噪比下工作,这与第 2 节的分析是一致的.

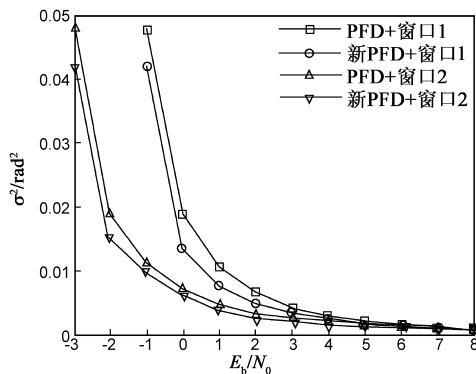


图6 信噪比与输出相位方差的关系

(3) 误码率性能. 图 7 给出了频偏为 100KHz 时,改进型 PFD 的系统性能.从图中可以看到改进型 PFD 达到了理想的性能,并且改进型 PFD 在  $E_b/N_0 \geq 1.5$ dB 时,可捕获的最大的频偏为系统符号率的 11%,有着良好的捕获大频偏性能.

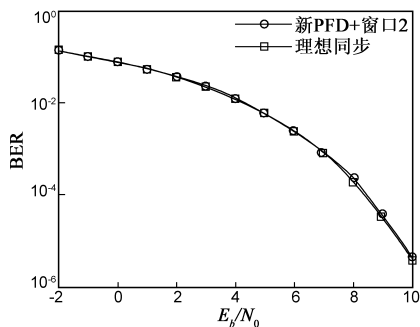


图7 改进型PFD的BER特性曲线

## 5 总结

基于上文的分析可知,改进型 PFD 通过对鉴相器输出信号取极性操作提高了窗口切换时鉴相器输出增益;同时降低了环路的等效白噪声功率谱密度.新算法只有 1 与 -1 两种状态,不需要乘法器,便于硬件实现.最后的仿真证明了新算法可以在低信噪比,大频偏的条件下有效地提高动态的捕获速度,降低稳态的相位噪声抖动.

### 参考文献:

[1] 黄晓红,邓振森.改进的相位展开算法及其在瞬时频率估计中的应用[J].电子学报,2009,37(10):2266-2272.

Huang Xiao-hong, Deng Zhen-miao. An improved phase un-

wrapping algorithm and its application to instantaneous frequency estimation[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(10): 2266-2272. (in Chinese)

[2] 彭晓燕,甘露,魏平.一种迭代正弦频率估计硬件实现研究[J].电子学报,2009,37(11):2452-2456.

Peng Xiao-yan, Gan Lu, Wei Ping. Hardware implementation an iterative algorithm for single-frequency estimation[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(11): 2452-2456. (in Chinese)

[3] 涂亚庆,刘良兵.频率估计的一种多段分频等长信号融合算法[J].电子学报,2008,36(9):1852-1856.

Tu Ya-qing, Liu Liang-bing. An fusion algorithm for frequency estimation of multi-section signals with the same length and known frequency-ratio [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(9): 1852-1856. (in Chinese)

[4] Hikmet Sari, Said Moridi. New phase and frequency detectors for carrier recovery in PSK and QAM systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(9): 1035-1043.

[5] Hu W, L Chung-len, Wang X. Fast frequency acquisition phase frequency detector with zero blind zone in PLL [J]. Electronics Letters, 2007, 43(19): 1018-1020.

[6] Yan Xiao, Wang Qian, Qin Kai-yu. Frequency pre-estimation aided carrier recovery algorithm for high-speed M-PSK communication [A]. Proceedings of 11th IEEE International Conference on Communication Systems [C]. Singapore 2008. 1339-1343.

[7] Chanwoo Park, Jinbeom Lee, Younlok Kim. Modified reduced constellation PLL for high order QAM [A]. Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems [C]. New Orleans. 2007. 2144-2147.

[8] C Herzet, V Ramon, L Vandendorpe. A theoretical framework for iterative synchronization based on the sum-product and the expectation-maximization algorithm [J]. IEEE Transactions on signal processing, 2007, 55(5): 1644-1658.

[9] 王诺,戴逸民.用于卫星通信的一类 UQPSK 载波恢复算法及其性能的研究[J].电子学报,2004,32(7):1219-1222.

Wang Nuo, Dai Yi-min. Performance analysis of UQPSK carrier acquisition and tracking algorithm in satellite communications [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(7): 1219-1222. (in Chinese)

[10] 刘兆辉,康志伦,章仁飞.基于科斯塔斯环的多普勒频移捕获方法[J].合肥工业大学学报,2007,30(3):268-270. Liu Zhao-hui, Kang Zhi-lun, Zhang Ren-fei. Acquisition method of the Doppler shift based on the costas loop [J] Journal of HEFEI University of Technology, 2007, 30(3): 268-270. (in Chinese)

[11] 李茂沛,周廷显.改进科斯塔斯环的 LDPC 码相位同步算法[J].哈尔滨工业大学学报,2007,39(11):1764-1766.

Li Mao-pei, Zhou Tong-xian. Iterative phase synchronization algorithm based on modified costas Loop for LDPC code systems [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2007, 39 (11): 1764 – 1766. (in Chinese)

[12] 电子科技大学应用数学系. 概率论与数理统计[M]. 成都: 电子科技大学出版社, 1999.

[13] F M Gardner. Phaselock Techniques. 3rd Edition [M]. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005.

#### 作者简介:



**晏 辉** 男, 1982 年 6 月出生于安徽灵璧. 2004 年毕业于电子科技大学电子科学与技术专业. 现为 08 级博士生, 研究方向: 移动通信与卫星通信.

E-mail: wateroflife@126.com



**张忠培** 男, 教授、博士生导师. 1967 年 9 月出生, 出生于重庆天城区. 研究方向: 信道编码、MIMO-OFDM 等移动通信关键技术与抗干扰理论.

E-mail: Zhangzp@uestc.edu.cn