

doi: 10.3788/gzxb20164510.1006006

# 带宽受限 QPSK 相干光侦听接收机最佳性能分析

马兆慧, 陈健, 王萍, 刘雪

(南京邮电大学 通信与信息工程学院, 南京 210003)

**摘要:**在带宽受限情况下建立了相干光侦听接收机模型并给出了带宽受限的等效滤波器模型. 给出了带宽受限下的接收信号数学模型, 利用星座图详细阐述并总结了其它符号对当前符号的干扰规律. 重新定义了符号信噪比, 推导了基于辅助判决式最大似然式相位估计的带宽受限的侦听接收机的误码率性能, 并分析了接收机的最佳采样判决时刻和最佳带宽. 仿真结果表明, 不同带宽下定义的最大信噪比对应系统的最小误码率; 不同滤波器类型对应的最佳采样判决时刻和最佳带宽是不同的, 但都可以找到一个最佳点; 随着信噪比的增加, 带宽受限会降低辅助判决式最大似然式相位估计算法的性能.

**关键词:**相干光通信; 带宽限制; 光纤侦听; 辅助判决式最大似然式; 码间干扰; 误码率; 信噪比

中图分类号: TN911.4

文献标识码: A

文章编号: 1004-4213(2016)10-1006006-7

## Optimum Performance of Optical Coherent Eavesdropping Receiver with Bandwidth Limitation in QPSK Systems

MA Zhao-hui, CHEN Jian, FENG Tian-ping

(College of Optical Telecommunications & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

**Abstract:** Optical coherent eavesdropping receiver model with limited bandwidth is established in Quadrature Phase Shift Keying(QPSK) system. And equivalent filter model about bandwidth limitation is given. The received signal model is present in the presence of limited bandwidth. The interferences of other symbols on current symbol are analyzed in detail with received signal constellation. Signal-to-noise ratio(SNR) is redefined and Bit Error Rate(BER) performance of receiver with limited bandwidth is derived based on Decision Aided Maximum Likelihood(DAML) phase estimation. The optimum sampling timing offset and bandwidth are also analyzed. Simulation results show that the maximum SNRs per bit we defined correspond to the minimum BER under different bandwidth. The optimum sampling timing offset and bandwidth are different with different type of filter, but the optimum ones can be found by SNR we defined. And with Optical Signal-to-Noise Ratio(OSNR) increasing, the performance of DAML phase estimation receiver is degraded by bandwidth limitation.

**Key words:** Optical coherent communication; Bandwidth limitation; Fiber tapping; DAML; Inter-symbol interference; Bit error rate; Signal-to-noise ratio

**OCIS Codes:** 060.1660; 060.2330; 040.5160

## 0 引言

近年来,随着移动宽带、数字多媒体等业务需求的持续增长,人们对网络带宽的要求不断提高. 光纤通信因其传输容量大,传输损耗小,不怕电磁干扰等优越的传输特性,已经成为目前最主要的通信网和计算机

网的传输手段,广泛应用于主干传输网络中. 而随着社会对光纤通信的依赖性不断增强,光纤通信的安全性已成为了不可忽视的问题<sup>[1]</sup>.

随着“棱镜门”事件的曝光,“光纤侦听”一词被人们所熟知,对光纤通信的侦听研究除了目前技术已经成熟的光信号提取、对光加密信号的破解等技术

基金项目:国家自然科学基金(No. 61271239)资助

第一作者:马兆慧(1990-),女,硕士研究生,主要研究方向为相干光通信. Email:zhaohuima@163.com

导师(通讯作者):陈健(1967-),男,教授,博士,主要研究方向为相干光通信和可见光通信. Email:chenjian@njupt.edu.cn

收稿日期:2016-03-21;录用日期:2016-07-19

<http://www.photon.ac.cn>

外<sup>[2-3]</sup>, 一个重要的方面是提高光通信系统侦听接收机的性能. 而随着光网络传输带宽的不断增加, 现有侦听设备的电子器件可能无法满足高速传输系统对带宽的要求, 在光通信系统中, 接收机的带宽限制在降低加性噪声功率的同时也带来了码间干扰, 因此存在一个最佳的带宽使得系统性能最佳. 在强度调制/直接检测 (Intensity Modulated/Direct Detection, IM/DD) 系统中, 带宽受限对系统性能影响的研究比较成熟. Peter J. Winzer 等研究了码型分别为非归零 (Non-Return-Zero, NRZ) 和归零 (Return-Zero, RZ) 码的直接检测接收机的最佳光 and 电滤波器带宽<sup>[4]</sup>; Srikanth Raghavan 等研究了不同调制方式和频谱效率下的最佳滤波器带宽<sup>[5]</sup>; Hamid S 等基于脉冲位置调制 (Pulse Position Modulation, PPM) 研究了空间光通信中前置光放大器的最佳带宽并与 OOK 调制方式进行了对比<sup>[6]</sup>. 现有文献大多分析的是 IM/DD 系统, 而对相干光通信系统的研究较少. S. Zhang 将模拟数字转换器 (Analog-to-Digital Converter, ADC) 的带宽等效为高斯滤波器, 通过仿真分析了 QPSK 系统的最佳滤波器带宽, 但并未给出带宽受限下接收信号模型<sup>[7-8]</sup>.

本文在带宽受限情况下建立了相干光 QPSK 侦听接收机模型并分析带宽受限对接收信号的影响. 重新定义了符号信噪比, 推导了基于 DAML 相位估计的带

宽受限的侦听接收机的误码率性能, 并基于高斯和贝塞尔型滤波器仿真分析了接收机的最佳采样判决时刻和最佳带宽.

## 1 侦听系统

为了获取目标光纤中的传输信号, 一般通过改变光纤的某些物理特性来实现这一目的. 目前对于光纤信号的提取技术也已经成熟, 主要方法包括: 光纤弯曲耦合法、光束分离法、倏逝波耦合法、V 型槽法和散射法等<sup>[9]</sup>. 为了简化系统分析模型, 在本文光纤中的光信号提取部分等效为一个  $2 \times 2$  的耦合器. 光相干接收机采用平衡探测方式<sup>[10]</sup>, 主要由本地激光器、光混频器、光电检测器、模数转换器和数字信号处理等部分组成.

整个侦听系统的设计框图如图 1, 对相干光通信系统的侦听从如何获取光纤中的光信号开始. 为了使侦听行为不被对方检测到, 窃取的光信号不能过多, 一般 1% 的光功率信号是合理的. 随后光信号经过放大和滤波处理后到达接收机端, 与用户接收机一样, 光信号与本地激光器进行光混频和光电检测处理后得到基带信号, 基带信号经过 ADCs 采样后进行相应的数字信号处理, 包括相位估计, 色散补偿等, 以便恢复出原始信息<sup>[11-12]</sup>.

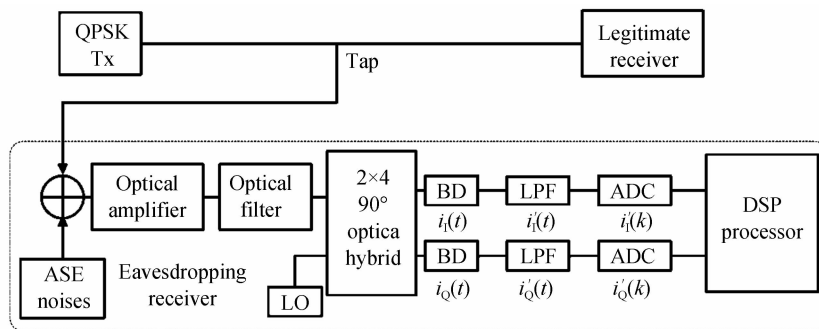


图 1 相干光通信侦听系统框图

Fig. 1 Block diagram of optical coherent communication eavesdropping system

## 2 带宽受限对接收信号的影响

带宽受限主要考虑到两个方面: 一方面随着网络通信量的急剧增长, 人们倾向于更高速率的相干光通信系统, 这就对传输带宽提出了更高的要求; 另一方面由于量子极限等限制, 接收机中电子器件的带宽无法满足更高速率信号无失真传输的要求. 带宽的不足虽然会减少加性噪声的功率, 但是同样会引起信号的失真, 带来码间干扰.

### 2.1 引入带宽受限的接收机信号模型

相干光接收机中的光电检测器、ADCs 等都有一定的带宽工作范围, 当其带宽不能满足系统要求时就会使传输信号产生失真, 通常表现为码间干扰. 为了

简化分析, 本文将接收机的带宽受限效应等效为高斯或贝塞尔低通滤波器模型, 如图 1.

从目标光纤中得到的信号首先要通过光放大和光滤波处理. 光滤波器的加入会影响码间干扰的分析, 使分析更为复杂, 同时接收机中主要考虑的加性噪声是放大自发辐射 (Amplified Spontaneous Emission, ASE) 噪声, 故为了简化并准确地分析带宽限制对接收信号的影响, 将光滤波器和电滤波器等效为一个低通滤波器.  $h(t)$  和  $H(f)$  表示其时域冲激响应和频域传输函数, 有

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (1)$$

假设光纤信道引起的色散等失真均在 DSP 中得到补偿, 对信号的影响因素主要包括加性噪声、相位噪

声以及滤波失真. 接收到的信号经过放大器和光电检测器后输出的模拟信号为

$$r_1(t) = i_1(t) + j i_Q(t) + n_1(t) = m(t) \exp [j\theta(t)] + n_1(t) \quad (2)$$

式中,  $m(t) \in \{C_i = R \sqrt{GP_s P_L} e^{j\varphi_i(t)}\}$  表示接收端收到的数据信息.  $\varphi_i(t) \in \{i\pi/M, i = 1, 3, \dots, 2M - 1\}$  是发送端发送的调制相位信息,  $M$  表示 MPSK 的调制阶数.  $\theta(t)$  表示  $t$  时刻的相位噪声信息, 是发送端激光器和本地激光器总的相位噪声. 采样后的  $\theta(t)$  可看作离散的维纳过程,  $\theta(k) = \sum_{m=0}^k v(m)$ .  $v(k)$  是独立同分布的高斯过程, 均值为 0, 方差为  $\sigma_v^2 = 2\pi\Delta\nu T$ ,  $\Delta\nu$  是激光器的总线宽.  $n_1(t)$  为滤波前的加性噪声值, 通常假设加性噪声为高斯白噪声, 其单边功率谱密度为  $n_0$ .

滤波及采样后用于判决的 I 路信号为

$$i_1'(t_0 + kT) = \int_{-\infty}^{+\infty} i_1(\tau) h(t_0 + kT - \tau) d\tau \quad (3)$$

同样, Q 路信号为

$$i_Q'(t_0 + kT) = \int_{-\infty}^{+\infty} i_Q(\tau) h(t_0 + kT - \tau) d\tau \quad (4)$$

式中

$$h_0 = \int_{t_0 + (k-1)T}^{t_0 + kT} h(t_0 + kT - \tau) d\tau \quad (5)$$

$$h_n = \int_{t_0 + (k+n-1)T}^{t_0 + (k+n)T} h(t_0 + kT - \tau) d\tau \quad (6)$$

假设正常情况下即无滤波影响时, 信号在  $kT$  时刻的采样值为判决值, 然而因为滤波器的影响, 信号产生一定的时延  $t_0$ , 因此信号的判决时刻为  $t_0 + T$ . 为了便于信号分析, 将信号重新表示成复数形式<sup>[13]</sup>, 即

$$r(t_0 + kT) = i_1'(t_0 + kT) + j i_Q'(t_0 + kT) + n(t_0 + kT) = h_0 m(k) \exp [j\theta(k)] + \sum_{n \neq 0} h_n m(k+n) \cdot \exp [j\theta(k+n)] + n(k) \quad (7)$$

式中,  $h_0 + \sum_n h_n = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) dt = H(0) = 1$ ,  $n(t_0 + kT)$  是滤波后加性噪声的采样值.

接下来重点分析系数  $h_n$ ,  $n$  为整数, 当  $n$  不等于 0 时,  $h_n$  表示第  $k+n$  个符号对当前第  $k$  个符号的幅度影响系数,  $h_n$  越大其对当前符号的干扰越大.  $n$  为负整数时表示前面已传输符号对当前符号的影响,  $n$  为正整数时表示后续传输符号对当前符号的影响. 当  $n=0$  时,  $h_0$  表示为当前符号的幅度系数. 由于滤波的作用, 造成信号在时域扩展, 并且幅度下降,  $h_0$  表示滤波后的当前符号幅度与滤波前的比值大小. 由式(5)、(6)可以看出,  $h_n$  只与滤波器的冲激响应波形和符号持续时间  $T$  有关. 当滤波器类型和符号传输速率一定时,  $h_n$  就是确定的. 假设用  $d$  来表示干扰符号距离当前符号的距离,  $d = |n|$ , 也就是说干扰符号和当前符号的时间间隔为  $dT$ . 以 1 阶贝塞尔滤波器为例, 带宽为  $0.4R_s$ , 考虑到其它五个符号的影响,  $h_n$  的幅度如图 2(a) 所示, 可看出相邻符号的影响最大, 随着  $d$  的增大, 对当

前符号的影响急剧减小.

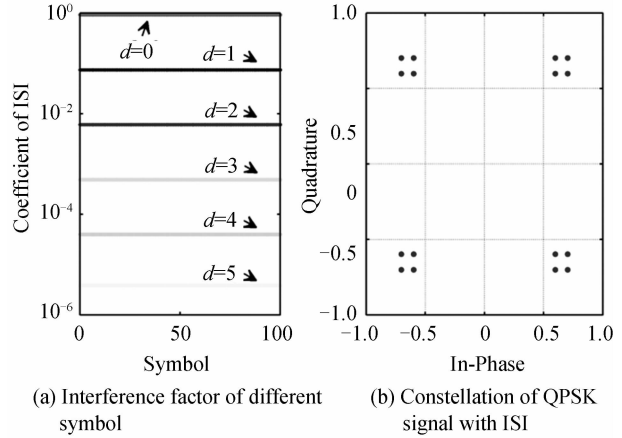


图 2 不同符号对当前符号的干扰幅度系数及 ISI 下的 QPSK 信号星座图  
Fig. 2 Amplitude factor of different interference symbol effect on the current symbol and QPSK signal constellation with ISI

滤波器不仅对接收到的传输信号产生码间干扰, 其主要作用在于滤除带外的加性噪声. 假设  $N_0$  是滤波后的高斯噪声功率, 则滤波后的噪声功率为

$$N_0 = n_0 \int_0^{+\infty} |H(f)|^2 df \quad (8)$$

从式(7)可以看出实际传输的数据信息的功率减小了, 减少的部分变为了码间干扰的功率. 而根据式(8), 加性噪声因为滤波器的影响变成了带限白噪声, 带宽外的噪声被滤除掉, 总的噪声功率减少了.

在 QPSK 系统中接收信号的星座图如图 2(b), 其产生原理如图 3 所示. 假设传输的各符号信息是等概率发送的, 则在接收端对 4 种符号也相应的等概率接收. 结合式(7)根据干扰符号传输的符号信息不同, 它对当前符号的影响等概率的出现 4 种情况. 当前符号在自身有效信息  $h_0 m(k)$  的情况下, 又叠加了  $h_n m(k+n)$ . 若只考虑到前一个符号对当前符号的影响, 星座图中的矢量信息在当前矢量信息的基础上又叠加了四个可能的干扰矢量, 星座图点由原来的 1 个

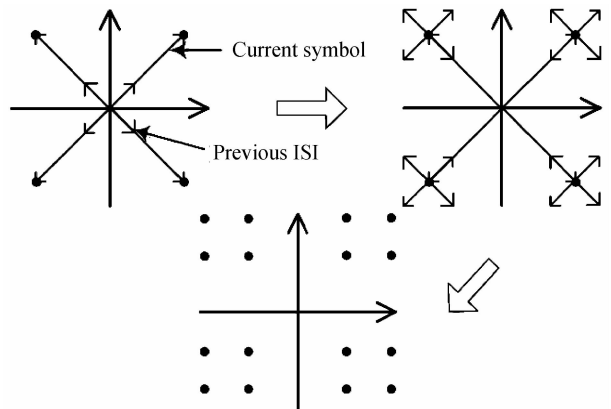


图 3 ISI 对信号星座图的影响  
Fig. 3 Effect of ISI on signal constellation map

点变为4个点,相当于额外增加了噪声.由图3也可以看出采样判决时刻的信号幅度共有3种,在判决时刻的采样值不再是一个常量值.同样地,信号的相位不再是4个,而变成了12个.如果把ISI看成一种噪声,这种噪声可以看成是每个均值为0,方差为 $|h_n m(k+n)|^2$ ,等概率分布的干扰噪声的线性叠加.因为 $m(k+n)$ 是独立的,所以对于不同的 $n$ 来说,不同符号对当前符号的干扰 $h_n m(k+n)$ 也是独立的.

图4是接收机带宽为 $0.4R_s$ 时,采样判决时刻接收信号的星座图,从图中可以看出加入激光器相位噪声后,采样点的相位发生偏移,但是幅度相对于加入相位噪声前几乎是不变的.这是因为相位噪声是缓变的,在ISI影响的范围内可近似认为相位噪声是不变的.

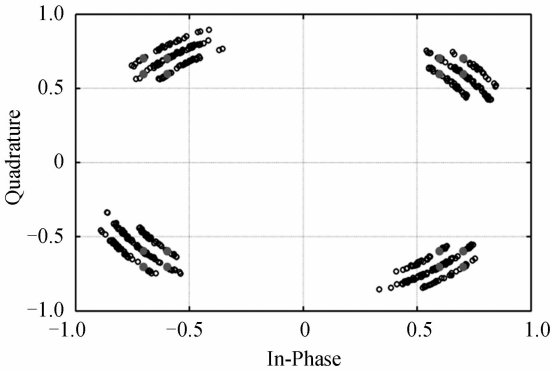


图4 加入激光器相位噪声后带宽受限下的采样判决时刻的星座图

Fig.4 Map of sampling signal with bandwidth limitation in the presence of laser phase noise

### 2.2 码间干扰下的理论信噪比

通常电信噪比的定义是判决时刻接收信号功率与加性高斯白噪声功率的比值.但是如果把码间干扰看成是一种加性噪声的话,这样定义不能体现码间干扰对传输信号的影响.因此将码间干扰归类到加性噪声,总的加性噪声包括加性高斯白噪声和码间干扰噪声.

式(7)的第一项是第 $k$ 个接收信号中的传输符号信息,第二项是ISI.令

$$S(k) = h_0 m(k) e^{j\theta(k)} \quad (9)$$

$$I_n(k) = h_n m(k+n) e^{j\theta(k+n)}, (n \neq 0) \quad (10)$$

因为 $m(k) \in \{C_i : C_i = -C_{i+M/2}, i = 1, 2, \dots, M/2\}$ ,对于MPSK调制方式,根据 $m(k)$ 有 $M$ 种不同的等概率发送信号,所以

$$I_n(k) \in \{h_n \sqrt{E_s} e^{j(m\pi/M + \theta(k+n))}, m = 1, 3, \dots, 2M-1\} \quad (11)$$

式中 $E_s = E[|m(k)|^2]$ , $I_n(k)$ 也有 $M$ 个值且等概率出现,与环对称高斯噪声 $n(k)$ 相互独立.因此 $S(k)$ 、 $I_n(k)$ 和 $n(k)$ 的均值均为0,它们的方差分别为 $h_0^2 E_s$ 、 $h_n^2 E_s$ 、 $N_0$ .

因此,滤波后重新定义的符号SNR可以表示为

$$\gamma_s = \frac{h_0^2 E_s}{\sum_n h_n^2 E_s + N_0} \quad (12)$$

式中 $n$ 为不为0的整数.对MPSK调制来说,比特信噪比为 $\gamma_b = \gamma_s / \log_2 M$ .

## 3 DAML 相位估计侦听接收机的误码率

考虑到带宽受限接收机的激光器相位噪声,在DSP中对采样信号的相位估计采用DAML相位估计方法<sup>[14-16]</sup>.此时的传输信号与不受带宽限制时相比有很大的不同:一方面不同时刻的采样信号 $r(i)$ 和 $r(j)$ 因为ISI的存在不再相互独立;另一方面对于MPSK调制信号,采样判决值的幅度不再是一个常量.这将对DAML相位估计带来影响,因此有必要对带宽限制下DAML的算法重新进行分析.

### 3.1 相位估计误差推导

带宽限制下DAML相位估计算法的性能可以用相位估计误差 $\Delta\theta$ 来衡量.式(7)将接收信号分为当前符号信号,其它符号信号的干扰以及加性高斯噪声三部分之和.则参考向量可以写成

$$V(k) = \sum_{l=k-1}^{k-L} r(l) \hat{m}^*(l) \quad (13)$$

式中, $L$ 表示DAML相位估计算法的块长度.对参考向量取角度,即得估计的相位噪声为

$$\hat{\theta}(k) = \arg[V(k)] = \arg\left[\sum_{l=k-1}^{k-L} r(l) \hat{m}^*(l)\right] \quad (14)$$

先不考虑相位噪声的影响,假设 $|\sum_{m=l+1}^{k-1} v(m)| \leq 1$ , $\forall l = k-2, \dots, k-L$ ,当 $|x| \ll 1$ 时, $1 + jx \cong \exp[jx]$ ,则估计的相位噪声为

$$\hat{\theta}(k) = \arg\left(\sum_{l=k-1}^{k-L} e^{j\theta(l)}\right) = \theta(k-1) + \arg\left[1 + \sum_{l=k-2}^{k-L} e^{j(\theta(l) - \theta(k-1))}\right] \quad (15)$$

$$\tilde{Z}(L) = 1 + \sum_{l=k-2}^{k-L} e^{j(\theta(l) - \theta(k-1))} \cong \text{Lexp}\left[-j \frac{1}{L} \sum_{p=1}^{L-1} (L-p)v(k-p)\right] \quad (16)$$

考虑到ISI噪声和高斯噪声,利用近似,当 $|x| \ll 1$ , $\arg[1+x] \approx \text{Im}[x]$ ,重新估计相位噪声,即

$$\hat{\theta}(k) \cong \theta(k-1) + \arg[\tilde{Z}(L)] + \frac{1}{L} \sum_{l=k-1}^{k-L} \text{Im}(\sum_n I_{nl}) + \frac{1}{L} \sum_{l=k-1}^{k-L} \text{Im}(n_l) \quad (17)$$

当前接收信号相位噪声 $\theta(k)$ 减去用 $V(k)$ 估计的相位噪声 $\hat{\theta}(k)$ ,得

$$\Delta\theta = \theta(k) - \hat{\theta}(k) = \frac{1}{L} \sum_{p=1}^{L-1} (L-p)v(k-p) -$$

$$\frac{1}{L} \sum_{l=k-1}^{k-L} \ln(\sum_n I_{nl}) - \frac{1}{L} \sum_{l=k-1}^{k-L} \ln(n_l^*) \quad (18)$$

式中

$$I_{nl} = I_n \exp \left\{ j \left[ \sum_{p=1}^{L-1} (L-p) v(k-p)/L + \theta(l+n) - \theta(k-1) \right] \right\} \quad (19)$$

$$I_n^* = h_n m(l+n) / [h_0 m(l)] \in \{h_n i \pi / (2h_0), i=0,1,2,3\} \quad (20)$$

$$n_l^* = n_l \exp \left\{ j \left[ \sum_{p=1}^{L-1} (L-p) v(k-p)/L - \theta(k-1) \right] \right\} \quad (21)$$

式中  $n_l = n(l) / [h_0 m(l)]$ ,  $I_n$  和  $n_l^*$  的均值和方差分别为  $I_n'$  和  $n_l'$  的均值和方差,其中均值均为 0,方差分别为

$$\sigma_i^2 = E[I_n'^2] = h_n^2 / h_0^2 \quad (22)$$

$$\sigma_n^2 = E[n_l'^2] = N_0 / h_0^2 E_s \quad (23)$$

由式(16)和(17)可知,  $I_n$  和  $n_l^*$  之间的协方差为 0,因此对于 DA ML 相位估计接收机,其相位估计误差均值和方差分别为

$$E[\Delta\theta] = 0 \quad (24)$$

$$E[\Delta\theta^2] = \frac{(L+1)(2L+1)}{6L} \sigma_p^2 + \frac{1}{2L} (\sigma_n^2 + \sum_n \sigma_i^2) \quad (25)$$

式中,  $\sigma_n^2 + \sum_n \sigma_i^2 = 1/\gamma_s$ .

### 3.2 接收机误码率分析

由林德伯格-费勒定理<sup>[17]</sup>可知,虽然对当前符号形成干扰的干扰符号数  $n$  充分多时,干扰总和  $I_n$  的分布趋于正态分布,但是实际中干扰符号数  $n$  与调制方式的阶数  $M$  和接收机滤波器的带宽  $B$  有关,当带宽不够小以及调制阶数不够高时,  $I_n$  只能粗略地近似成正态分布. 当将  $I_n$  的分布近似成高斯分布时,随机变量  $I_n$  就可以等效成加性高斯噪声,则  $\Delta\theta$  仍然可以看成均值为 0,方差为式(25)的高斯分布. 因此得到 QPSK 系统理论上的近似 BER,即

$$P_e = \int P(e | \Delta\theta) p'(\Delta\theta) d\Delta\theta = \int_{-\pi/4}^{\pi/4} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \cdot (\cos(\Delta\theta) - \sin(\Delta\theta)) p'_{\Delta\theta}(\Delta\theta) d\Delta\theta \quad (26)$$

$\gamma_b$  和  $p'_{\Delta\theta}(\Delta\theta)$  分别表示经过滤波器后的比特 SNR 和相位估计误差的概率密度函数. 对于 DAML 相位估计接收机,因为 ISI 的存在,其相位估计误差的概率密度函数  $p'_{\Delta\theta}(\Delta\theta)$  只是粗略的近似服从高斯分布,得到的理论 BER.

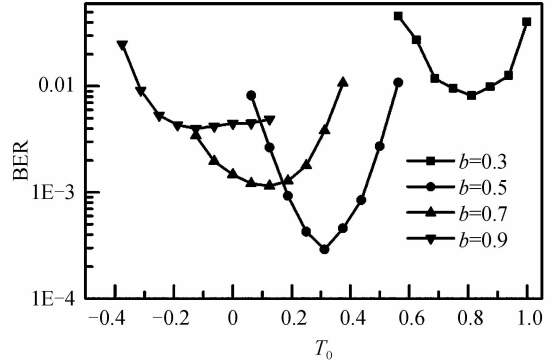
## 4 带宽限制对接收机最佳性能的影响

实际通信系统中,信道和接收滤波器会对信号产生一定的延迟,带宽的变化对系统的最佳采样判决点也会产生影响. 仿真采用的是 100 Gbit/s 的 QPSK 相干光通信系统,激光器总的线宽为 100 kHz,发射端光信噪比 (Optical Signal-to-Noise Ratio, OSNR) 为

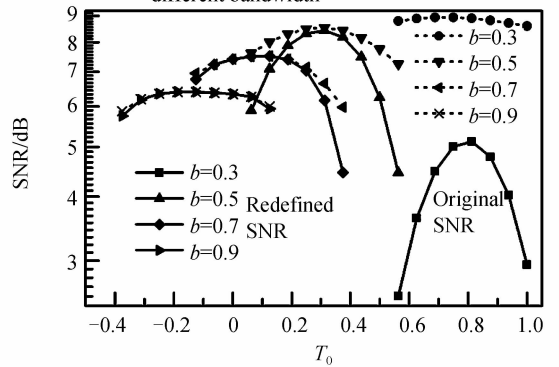
15 dB. 相位估计采用 DAML 估计算法,块长度  $L$  取 10,滤波器分别采用高斯型和贝塞尔型低通滤波器.

### 4.1 理论信噪比与误码率的关系

仿真 BER 时,系统采用的是 5 阶贝塞尔型滤波器,光信噪比设为 15 dB. 带宽分别设置为  $0.3R_s$ 、 $0.5R_s$ 、 $0.7R_s$  和  $0.9R_s$  时,不同采样判决时刻的理论 SNR 和仿真 BER 的对应关系如图 5 所示,图 5(a)表示不同带宽和  $T_0$  所对应的仿真 BER,图 5(b)则表示不同带宽和  $T_0$  所对应的理论 SNR.



(a) BER versus sampling timing offset under different bandwidth



(b) Redefined and original SNR versus sampling timing offset under different bandwidth

图 5 QPSK 调制方式下误码率和理论信噪比的对应关系  
Fig. 5 BER versus theory SNR under different sampling timing offset in QPSK modulation format

仿真结果表明,不管是从带宽还是从采样判决时刻偏移变化的角度来看,理论 SNR 和仿真 BER 的变化趋势是相同的,较高的 SNR 对应较小的 BER. 不同带宽下的理论比特 SNR 的最大值均对应仿真 BER 的最小值,这与通常意义上用获得最大 SNR 来实现接收机的最佳接收性能的原则是一致的. 而带宽受限时的原信噪比不能体现信噪比与误码率的关系,例如当  $b=0.3$  时,原信噪比的最值并不能对应仿真误码率的最值;同时从不同的  $T_0$  和  $b$  来看,相同的原信噪比值并不能对应相同的 BER 值,而重新定义的信噪比不存在上述问题.  $T_0$  是指接收信号的采样值  $r(t_0 + kT)$  中的采样判决时刻偏移  $t_0$  与  $T$  的比值,  $b$  为滤波器带宽  $B$  与系统传输符号速率  $R_s$  的比值.

从图 5 中还可看出,随着带宽的减小,不同  $T_0$  下的信噪比的曲线的斜率变化趋势是逐渐增大的,而误码率的曲线的斜率变化趋势逐渐减小的. 当带宽较大时引起的 ISI 较小,  $T_0$  在一定范围内的变化对误码率和信噪比的影响较小,故曲线较为平坦;而较小带宽所引起的 ISI 较大,误码率和信噪比随  $T_0$  的变化具有较大的斜率变化.

#### 4.2 最佳采样判决时刻

根据取得最大符号 SNR 时的误码率最小的原则,分析接收信号的符号 SNR. 由式(12)和(25)可以看出,信噪比  $\gamma_s$  增大,意味着相位估计误差方差减小.  $h_0$  和  $h_n$  分别对应于 ISI 下的当前符号和其它符号的干扰的幅度系数,是所对应符号信号和滤波器在相应的时间段内的积分. 假设滤波前噪声功率谱密度和信号功率以及滤波器带宽一定,则信噪比  $\gamma_s$  只与选择的采样时刻有关. 因此最佳采样时刻应使得  $\gamma_s$  最大,才能使得 BER 最小,即系统性能最佳.

滤波器的带宽不同,所对应的冲激响应也会有所变化,波形会在时域随带宽的变化而伸缩. 所以最佳采样判决时刻会随着滤波器带宽的变化而变化. 图 6 是 5 阶贝塞尔低通滤波器的带宽分别为  $0.5R_s$ 、 $0.7R_s$  和  $0.9R_s$  时,不同采样时刻所对应的系统 BER,所对应的最佳  $T_0$  分别约为 0.31、0.13 和 -0.13. 可以看出带宽越小,最佳  $T_0$  越大. 这是因为带宽的变化虽然没有改变滤波器的冲激响应波形形状,但是使其在时域上进行了伸缩,相应的采样时间偏移  $t_0$  也随之变化.

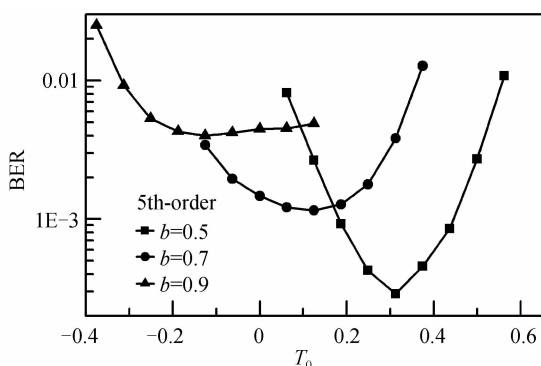


图 6 5 阶贝塞尔滤波器在不同带宽下的最佳采样判决时刻偏移

Fig. 6 Optimum sampling timing offset under different bandwidth for the 5<sup>th</sup>-order Bessel filter

#### 4.3 最佳带宽

与最佳采样时刻的分析类似,同样根据取得最大符号 SNR 时的误码率最小的原则. 但是此时的最佳滤波器带宽是在最佳采样时刻下的最佳带宽,任意带宽都有一个最佳的采样时刻. 此时最佳采样时刻随滤波带宽的变化而出现可能的变化. 滤波器带宽较大时,码间干扰比较小,即  $\sum_n h_n^2$  较小,加性噪声对接收机性能影响较大,占主导地位,加性噪声的减少,能够提高

接收机的整体性能;当带宽较小时,ISI 占主要作用,带宽的减小,使得接收机的整体性能恶化.

图 7 和图 8 分别为高斯和贝塞尔低通滤波器取不同阶数时,不同滤波器带宽下接收机的 BER 性能. 无论是高斯还是贝塞尔滤波器,随着带宽的减小,误码率也减小,系统的性能得到提高;但是当带宽减小到一定值时,带宽的进一步减小反而使误码率快速增加,系统的性能迅速恶化. 这是因为接收机的带宽受限对接收信号有滤波作用,一方面滤除带外噪声,提高系统的性能;另一方面产生了 ISI,降低系统的性能. 高斯型低通滤波器的阶数分别取 1、2 和 3 阶时,其对应的最佳滤波器带宽  $b$  分别为 0.45、0.55 和 0.65. 而贝塞尔低通滤波器的阶数分别取 1、3 和 5 阶时,其对应的最佳滤波器带宽分别为 0.38、0.48 和 0.50,如图 8 所示. 可以看出不同类型的滤波器其最佳带宽是不一样的,对于同阶数的两种滤波器,贝塞尔型的最佳带宽要小一些.

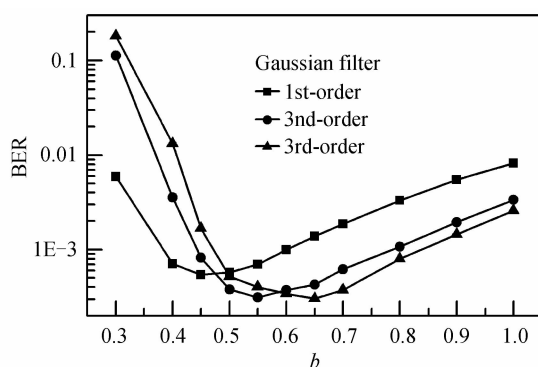


图 7 系统采用不同阶数高斯滤波器时的最佳带宽  
Fig. 7 Optimum bandwidth of receiver with different order Gaussian filter

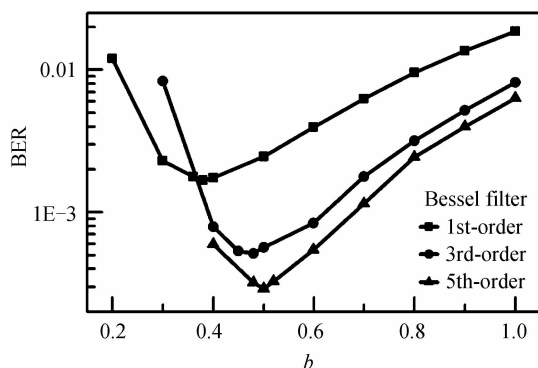


图 8 系统采用不同阶数贝塞尔滤波器时的最佳带宽  
Fig. 8 Optimum bandwidth of receiver with different order Bessel filter

#### 4.4 带宽受限对 DAML 算法性能影响

图 9 表示有和无滤波器的情况下,接收机误码率和相应的 Q 因子分别随 OSNR 的变化关系. 可以看出当有滤波器时,接收机的性能要好一些,但当 OSNR 增大时,有滤波和无滤波时的 Q 因子之差  $\Delta Q$  是逐渐减

小的。当 OSNR = 10 dB 时,  $\Delta Q$  为 3.06 dB; 但当 OSNR = 17 dB 时,  $\Delta Q$  为 1.67 dB。这是因为 OSNR 增加, 加性噪声减少了, 使得 ISI 相对地更加严重, 码间干扰对系统性能的影响占主要作用, 导致系统性能下降。因此接收机的带宽受限会降低 DAML 相位估计算法的性能。

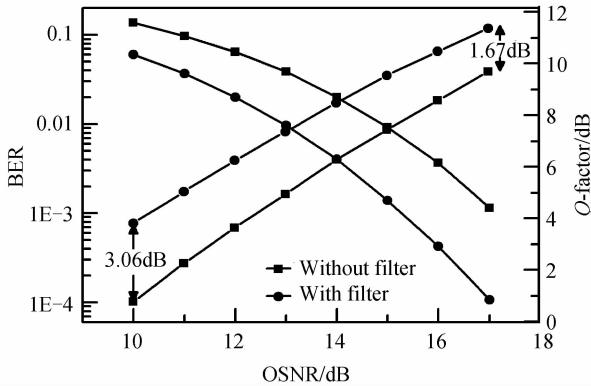


图9 有无滤波器时误码率和 Q 因子分别与 OSNR 的关系  
Fig. 9 BER and Q-factor versus OSNR with and without filter

## 5 结论

在带宽受限情况下建立了相干光 QPSK 侦听接收机模型, 给出了接收机带宽受限时的接收信号数学模型, 分析了码间干扰对接收信号的影响并在码间干扰下重新定义了符号信噪比。分析了带宽限制对 DAML 相位估计方法的影响并给出了接收机的近似误码率。分析了带宽限制下接收机的最佳采样判决时刻和最佳带宽。仿真结果表明, 不同带宽下所定义的最大信噪比对应系统的最小误码率; 不同滤波器类型所对应的最佳采样判决时刻和最佳带宽是不同的, 但都可以找到一个最佳点。

### 参考文献

[1] FOK M P, WANG Zhe-xing, DENG Yan-hua, *et al.* Optical layer security in fiber-optic networks[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics & Security*, 2011, **6**(3):725-736.

[2] LIANG C, KANTER S, CORNDORF E, *et al.* Quantum noise protected data encryption in a WDM network[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, **17**(7): 1573-1575.

[3] AN Xin-lei, Yu Jian-ning, ZHANG Jian-gang, *et al.* A new multistage chaos synchronized system for secure communications [C]. International Conference on Natural Computation, IEEE Computer Society, 2009; 437-441.

[4] WINZER P J, PFENNIGBAUER M, STRASSER M M, *et al.* Optimum filter bandwidths for optically preamplified NRZ receivers[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2001, **19**

(9): 1263-1273.

[5] RAGHAVAN S, MAURO J C. Optimization of optical and electrical filter bandwidths for alternate modulation formats in 40 Gb/s ASE-limited systems [C]. the 28th European Conference on Optical Communication, 2002; 1-2.

[6] HAMID S, ELREFAIE A, HASSAN M, *et al.* Performance evaluation of optically pre-amplified 16-ary PPM systems with Fabry-Pe'rot filters[C]. International Conference on Computer Systems and Industrial Informatics, 2012; 1-4.

[7] ZHANG Shao-liang, CHEN Jian, YU Chang-yuan, *et al.* ADC bandwidth optimization in coherent optical polarization multiplexing quadrature phase-shift keying system[C]. Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering, 2009, **7632**: 1-6.

[8] ZHANG Shao-liang, CHEN Jian, YU Chang-yuan, *et al.* ADC bandwidth optimization for coherent optical detection in phase-modulated systems[C]. Communications and Photonics Conference and Exhibition, 2009; 1-2.

[9] IQBAL Z, FATHALLAH H, BELHADJ N. Optical fiber tapping: Methods and precautions [C]. International Conference on High-Capacity Optical Networks and Emerging Technologies. IEEE, 2011; 164-168.

[10] DAI Yong-hong, AI Yong, XIAO Wei, *et al.* The research of balance detector for high-speed coherence optical communications[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2015, **44**(1): 0125002.

代永红, 艾勇, 肖伟, 等. 高速相干光通信平衡探测器研究 [J]. *光子学报*, 2015, **44**(1):0125002.

[11] IP E, KAHN J M. Fiber impairment compensation using coherent detection and digital signal processing[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, **28**(4): 502-519.

[12] IP E, KAHN J M. Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, **25**(8): 2033-2043.

[13] MA Zhao-hui, CHEN Jian, FENG Tian-ping. Sampling timing offset and bandwidth optimization in coherent optical QPSK eavesdropping receivers[C]. International Conference on Optical Communications and Networks, IEEE, 2015.

[14] ZHANG Shao-liang, KAM P Y, Yu C, *et al.* Decision-aided carrier phase estimation for coherent optical communications [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, **28**(11): 1597-1607.

[15] ZHAI Wei-wei, CHEN Jian, SHEN Jian-hua, *et al.* Cold-start of optical coherent receiver with decision-aided maximum likelihood carrier Phase estimation [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2014, **43**(S1): 108-111.

翟薇薇, 陈健, 沈建华, 等. 辅助判决式最大似然式相干接收机的冷启动[J]. *光子学报*, 2014, **43**(S1):108-111.

[16] CHEN Jian, FENG Tian-ping, FAN Yuan-wei, *et al.* Bandwidth limitation in QPSK optical coherent receiver with DAML carrier phase estimation[C]. Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers Conference Series, 2015.

[17] 何书元. 概率引论[M]. 北京: 高等教育出版社, 2011:240-260.