

文章编号: 0253-2239(2009)11-2977-07

光纤通信系统中差分相位调制平衡接收机系统 误码率的精确计算

韩庆生¹ 李 蔚¹ 梅君瑶¹ 黄德修¹ 孙 俊²

(¹ 华中科技大学武汉光电国家实验室, 湖北 武汉 430074; ² 华为技术有限公司光网络部, 广东 深圳 518129)

摘要 采用高斯函数近似方法以及傅里叶变换法分析推导出高速光纤通信技术中所采用的差分相位调制(differential phase-shift keying, DPSK)-平衡接收机系统中的差分非线性相位噪声 $\Delta\varphi$ 的精确表示, 把它应用于考虑了所有对接收机误码产生影响的噪声计算公式中, 最终得出了 DPSK-平衡接收机误码率最终完整的数学表达式, 并用 VPI 软件进行了仿真验证。

关键词 差分相位调制(DPSK); 平衡接收机; 马赫-曾德尔干涉仪; 误码率; 非线性相位噪声; 特征函数; 反傅里叶变换

中图分类号 TN911.74 文献标识码 A doi: 10.3788/AOS20092911.2977

Accurate Computation of the Bit Rate Error in Differential Phase-Shift Keying-Balanced Direct Detection Receiver of High Speed Optical Communication Systems

Han Qingsheng¹ Li Wei¹ Mei Junyao¹ Huang Dexiu¹ Sun Jun²

¹ Wuhan National Lab for Optoelectronics, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China

² Department of Optical Network, Huawei Technologies Co., Ltd., Shenzhen, Guangdong 518129, China

Abstract The derivation of the probability density function (PDF) of differential nonlinear phase noise in differential phase-shift keying (DPSK)-balanced direct detection receiver of the high speed optical communication system is achieved by using the Gaussian approximation and Fourier transform methods. Finally, the result is used in computing the bit error rate (BER) considering all the noises influenced the transmission performance of the DPSK-balanced receiver system. The results have been verified by simulations through VPI software.

Key words differential phase-shift keying (DPSK); balanced direct detection receiver; Mach-Zehnder interferometer (MZI); bit error rate (BER); nonlinear phase noise; eigen function; inverse Fourier transformation

1 引 言

差分相位调制(DPSK)由于具有较好的抗非线性、色散以及较高的码元传输性能,而取代强度调制,在目前 40 Gb/s 及以上的高速光纤通信系统中得到广泛应用。对于衡量平衡接收机的性能,比如误码率的计算一直是很重要而又很困难的。这是因为在 DPSK-平衡接收机中影响接收性能的噪声除

了探测器的热噪声、散粒噪声以及量子噪声外,还有传输过程光纤放大器的自发辐射噪声、非线性相位噪声,以及这些噪声之间相互作用而产生的新的噪声。这些过程相互影响,使得误码率的计算非常复杂^[1,2]。

目前虽然已经有许多研究,但是都很难得到准确的误码率估计。对于 DPSK 系统中噪声进行了

收稿日期: 2008-11-12; 收到修改稿日期: 2008-02-23

基金项目: 国家自然科学基金(60772013)、国家 863 计划(2009AA03Z408)和为公司高校基金资助课题。

作者简介: 韩庆生(1988—),男,本科生,主要从事光纤通信技术方面的研究。E-mail: hanqingsheng101@163.com

导师简介: 李 蔚(1968—),女,博士,副教授,主要从事光纤通信技术和器件等方面的研究。

E-mail: weilee@hust.edu.cn(通信联系人)

相关的分析,也给出了特定实验条件下的仿真结果,但并没有给出所有的噪声对检测系统误码率的综合影响的表达式^[1~5]。K. P. Ho 等^[6,7]分别给出了平衡接收机系统中由于光纤放大器自发辐射噪声(ASE)和光纤克尔效应产生的非线性相位噪声的具体推导结果,并发现在各种非线性作用如自相位调制(SPM),交叉相位调制(XPM),四波混频效应(FWM)等中,SPM 对非线性相位噪声起主要影响作用。同时也证明了在一定条件下,非线性相位噪声可以用高斯函数来近似,从而减少了很多计算处理过程中的复杂性。J. A. Huang 等^[8]通过一个单跨段光纤模块,将非线性相位噪声对系统可能产生的影响进行了理论模式分析和实验验证,同时比较了平衡接收机和单端检测的性能。G. Bosco 等^[9]指出在 DPSK 平衡接收系统中,用 Q 参数来分析误码率时不再像 IM-DD(Intensity modulation direct detection)系统那样很精确。D. Marcuse^[10]提出了一种通过求特征函数的方法来求解概率密度函数的方法,并给出了一般情况下可以用的近似结果,同时得出在信噪比很大的情况下,高斯近似和理论值基

本吻合。X. T. Huang 等^[11]给出了一种新型的检测方法来减少 DPSK 系统接收检测时非线性相位噪声产生的影响。A. Demir 等^[12]通过一种新的理解方式去分析非线性相位噪声对 DPSK 系统性能的影响:SPM 和 XPM 的综合影响可以用一个高斯过程来近似。基于普遍适用的线性分析方法基础分析噪声的作用,给本文分析时提供了一种很好的思维方式。

基于此,本文将在文献[6,7]的基础上,从 DPSK 平衡接收机系统中误码率的最基本的计算公式入手,对 $\Delta\varphi$ 进行高斯近似得到非线性相位噪声的精确表达式,同时将 ASE 白噪声以及和线性噪声及非线性相位噪声相互作用等同时考虑到平衡接收机的模型中,最终得到接收端判决电流的概率密度分布,从而得到准确的误码率的计算。

2 考虑到多种噪声的 DPSK 平衡接收机模型

一个 DPSK 平衡接收机系统结构如图 1 所示。

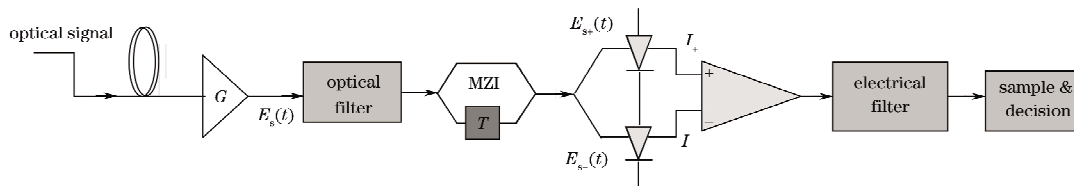


图 1 DPSK 平衡接收机的系统结构图

Fig.1 DPSK balanced direct detection receiver system

经过传输后的 DPSK 信号先经过光前置放大器(EDFA),其增益为 G ,同时引入加性的自发辐射噪声(ASE)。然后通过一个带宽为 B_o 的光滤波器来降低 ASE 噪声的影响,然后再进入一个双臂的马赫-曾德尔干涉仪(MZI)。信号分为两路,其中一路延迟一个比特周期 T ,另外一路不变,再对两路信号进行干涉,干涉后将相位信息转换为幅度信息。经过干涉实现了“加”和“减”的两路幅度信号分别进入后面的平衡接收的光电检测器中,再将转换成的电信号送入后面的减法器,输出电信号通过一个带宽为 B_o 的低通电滤波器后,经过判决检测就可以恢复

原信息了。那么信号携带噪声的表达式可以写成

$$E_o(t) = E_s(t) \exp\{j[\theta(t) + \varphi(t)]\} + n(t), \quad (1)$$

其中 $E_s(t)$ 是经 EDFA 放大的信号场强振幅,假设光滤波器和电滤波器是理想的带通滤波器, $E_s(t)$ 也是进入 MZI 的幅度, $\theta(t)$ 是 DPSK 信号的相位信息, $\varphi(t)$ 是非线性相位噪声,也是本文研究重点, $n(t)$ 是 EDFA 产生的 ASE 噪声。

MZI 器件的结构如图 2 所示。其中相干增强端和相干衰减端两个端口分别记为 C 端口(Constructive port)和 D 端口(destructive port)。

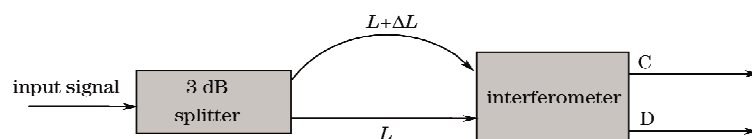


图 2 马赫-曾德尔干涉仪的结构图

Fig.2 Structure of MZI

根据 MZI 的原理可以得到信号通过 C, D 端口转换成电流表达式分别为

$$I_+ = R|E_+|^2 + n'_+(t) = R|E_{s+}(t) + n_+(t)|^2 + n'_+(t), \quad (2)$$

$$I_- = R|E_-|^2 + n'_-(t) = R|E_{s-}(t) + n_-(t)|^2 + n'_-(t), \quad (3)$$

式中 E_+ 和 E_- 分别对应 C 端口和 D 端口输出带 ASE 噪声的信号幅度, $n_+(t)$ 和 $n_-(t)$ 分别对应 C 端口和 D 端口 ASE 噪声。 $n'_+(t)$ 和 $n'_-(t)$ 分别对应信号经过光电检测后附加的散粒噪声, R 是光电转换效率。

对 DPSK 调制方式, 由于是恒强度调制, 故有 $E_s(t-\tau) \approx E_s(t) = E_s$, 所以得到经过光电探测器后的 C 端口和 D 端口的电场强度表达式:

$$E_{s+}(t) = -\frac{j}{2}\{E_s(t-T)\exp[j\theta(t-T) + j\varphi(t-T)] + E_s(t)\exp[j\theta(t) + j\varphi(t)]\} = \\ -\frac{j}{2}E_s(t)\exp[j\theta(t) + j\varphi(t)][\exp(j\Delta\varphi + j\Delta\theta) + 1], \quad (4)$$

其中

$$n_+(t) = -\frac{j}{2}[n(t-T) + n(t)], \quad (5)$$

$$E_{s-}(t) = \frac{j}{2}\{E_s(t-T)\exp[j\theta(t-T) + j\varphi(t-T)] - E_s(t)\exp[j\theta(t) + j\varphi(t)]\} = \\ \frac{j}{2}E_s(t)\exp[j\theta(t) + j\varphi(t)][\exp(j\Delta\varphi + j\Delta\theta) - 1], \quad (6)$$

其中

$$n_-(t) = \frac{j}{2}[n(t-T) - n(t)], \quad (7)$$

$$\Delta\theta = \theta(t-T) - \theta(t), \quad \Delta\varphi = \varphi(t-T) - \varphi(t), \quad (8)$$

上述带有光和电噪声的信号最后要通过减法器 and 电滤波器来完成解调。

对于逻辑信号“1”来说, 连续比特间隔的相位差是零, 即 $\Delta\theta = 0$ 。这里假设 $\varphi(t) = 0, \theta(t) = 0$ 。记 $\bar{I}_s = R|E_s|^2$ 。则 C 端口带噪声的输出电流为

$$I_+ = R|E_+|^2 + n'_+(t) = R|E_{s+} + n_+(t)|^2 + n'_+(t) = \\ R[|E_{s+}|^2 + E_{s+}n_+^*(t) + E_{s+}^*n_+(t) + |n_+(t)|^2] + n'_+(t) = \\ \frac{1 + \cos(\Delta\varphi)}{2}\bar{I}_s + R[E_{s+}n_+^*(t) + E_{s+}^*n_+(t)] + R|n_+(t)|^2 + n'_+(t), \quad (9)$$

同理, D 端口

$$I_- = R|E_-|^2 + n'_-(t) = R|E_{s-} + n_-(t)|^2 + n'_-(t) = \\ \frac{1 - \cos(\Delta\varphi)}{2}\bar{I}_s + R[E_{s-}n_-^*(t) + E_{s-}^*n_-(t)] + R|n_-(t)|^2 + n'_-(t), \quad (10)$$

则“1”码时最终输出的电流是

$$I_1 = I_+ - I_- = \bar{I}_s \cos(\Delta\varphi) + R[E_{s+}n_+^*(t) + E_{s+}^*n_+(t)] + R|n_+(t)|^2 + n'_+(t) - \\ \{R[E_{s-}n_-^*(t) + E_{s-}^*n_-(t)] + R|n_-(t)|^2 + n'_-(t)\} \approx \bar{I}_s \cos(\Delta\varphi) + \\ R[E_{s+}n_+^*(t) + E_{s+}^*n_+(t)] + R|n_+(t)|^2 - R|n_-(t)|^2 + n'_+(t), \quad (11)$$

当输出连续信号“1”时, 相邻码元波形近似相同, 在 C 端口波形相干叠加, 而在 D 端口是相干衰减的。所以“1”信号情况下, C 端口的差拍噪声和散粒噪声要比 D 端口的大的多(对应的, “0”情况下, D 端口远大于 C 端口)。所以忽略 D 端口的 ASE 噪声与信号作用产生的差拍噪声 $R[E_{s-}n_-^*(t) + E_{s-}^*n_-(t)]$, 以及 D 端口的散粒噪声 $n'_-(t)$ 。

同样, 可以得到“0”码时最终输出的电流是

$$I_0 = I_+ - I_- \approx -\bar{I}_s \cos(\Delta\varphi) - R[E_{s-}n_-^*(t) + E_{s-}^*n_-(t)] - R|n_-(t)|^2 + R|n_+(t)|^2 - n'_-(t), \quad (12)$$

式中 $\Delta\varphi$ 是差分非线性相位噪声, $R|n_-(t)|^2$ 称为 D 端口的自拍噪声, $R|n_+(t)|^2$ 称为 C 端口的自拍噪声。

在(11)式和(12)式中,最难计算的是 $\Delta\varphi$ 的概率密度函数表达式,也就是 $\cos(\Delta\varphi)$ 的表达式。在文献[17]中,就把 $\Delta\varphi$ 当作 0 来进行后面的数学推导,从而使(11)式和(12)式变得比较简单,没有真正把 $\Delta\varphi$ 的影响考虑进去,显然是不准确的。下面将重点对 $\Delta\varphi$ 进行分析,并得出 $\Delta\varphi$ 的概率密度函数表达式。

3 系统中的噪声分析以及具体计算

3.1 非线性相位噪声的高斯近似

由参考文献[7]可以得到非线性相位噪声 φ_{NL} 的概率密度函数的特征方程为

$$\psi_{\varphi}(j\nu) = \sec(\sqrt{j\nu}) \exp[\rho^2 \sqrt{j\nu} \tan(\sqrt{j\nu})], \quad (13)$$

其中 ρ 为标准化振幅, $\rho^2 = A^2/N\sigma_{ASE}^2$ 为信噪比, A 为信号幅度, σ_{ASE} 为 ASE 自拍噪声的方差大小。

DPSK 系统的差分非线性相位噪声记为: $\Delta\varphi_{NL} = \varphi_{NL}(t) - \varphi_{NL}(t-T)$ 则有 $\Delta\varphi_{NL}$ 的概率密度分布函数特征方程为

$$\psi_{\Delta\varphi}(j\nu) = |\psi_{\varphi}(j\nu)|^2 = \psi_{\varphi}(j\nu)\psi_{\varphi}^*(j\nu), \quad (14)$$

根据概率密度函数与特征方程的关系,对(14)式进行反傅里叶变换,可以得到 $\Delta\varphi_{NL}$ 的概率密度函数

$$f_{\Delta\varphi}(\Delta\varphi) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \psi_{\Delta\varphi}(j\nu) \exp(-j\Delta\varphi\nu) d\nu, \quad (15)$$

(14)式和(15)式都很难得到精确的表达式,但在这里 $\psi_{\Delta\varphi}(j\nu)$ 的傅里叶变换可以用高斯函数很好地近似。从图 3 可知,在 ρ 不太大的情况下, $\Delta\varphi$ 的概率密度函数 $f_{\Delta\varphi}(\Delta\varphi)$ 用高斯函数来近似并不带来很大的误差。本文进行了高斯近似,得到了两者的比较图如图 3 所示。

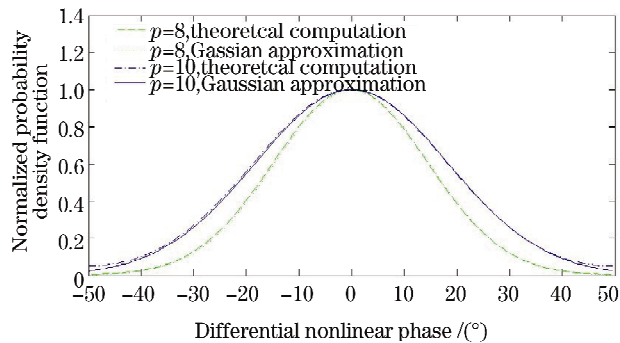


图 3 非线性差分相位噪声的理论计算与高斯近似的比较

Fig. 3 Comparison between theoretical computation and Gaussian approximation of $f_{\Delta\varphi}(\Delta\varphi)$

通过理论计算与仿真分析,得出结论, $f_{\Delta\varphi}(\Delta\varphi)$ 可以用均值为零,方差 $\sigma^2 = 10\rho^2/3$ 的高斯函数来近似。

3.2 计算 $\cos(\Delta\varphi)$ 的概率密度函数

从上面的分析可以看到,在(13)式中最重要的是计算 $\cos(\Delta\varphi)$,而 $\Delta\varphi$ 的概率分布可以用高斯函数来近似,从 -180° 到 180° 的积分结果就已经为 1。把 $\Delta\varphi$ 用弧度值表示。只分析 $-\pi$ 到 π 的积分区间,可以得到

$$f_{\Delta\varphi}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \frac{u}{180} \times \pi} \exp\left[\frac{-x^2}{2\left(\frac{u}{180} \times \pi\right)^2}\right], \quad (16)$$

这里的 u 就是 $\Delta\varphi$ 用度数表示时方差 σ^2 中的 σ 。令 $y = \cos(\Delta\varphi)$ 记 $F_Y(y)$ 为 y 的概率分布函数当 $y < -1$ 时, $F_Y(y) = 0$; 则当 $y > 1$ 时, $F_Y(y) = 1$ 。

当 $-1 \leq y \leq 1$ 时, $F_Y(y) = P(Y \leq y) = P[\cos(\Delta\varphi) \leq y]$ 根据 \arccos 函数的取值为 $[0, \pi]$, 以及余弦函数在 $[-\pi, \pi]$ 的函数性质,可以得到 $\cos(\Delta\varphi)$ 的概率表达式是

$$\begin{aligned} P[\cos(\Delta\varphi) \leq y] &= P(\arccos y \leq \Delta\varphi \leq \pi) + \\ &P(-\pi \leq \Delta\varphi \leq \arccos y) = \\ &\int_{\arccos y}^{\pi} f_{\Delta\varphi}(x) dx + \int_{-\pi}^{-\arccos y} f_{\Delta\varphi}(x) dx, \end{aligned} \quad (17)$$

而其概率密度函数是

$$\begin{aligned} f_Y(y) &= F'_Y(y) = -f_{\Delta\varphi}(\arccos y)(\arccos y)' + \\ &f_{\Delta\varphi}(-\arccos y)(-\arccos y)' = \\ &-f_{\Delta\varphi}(\arccos y) \left(-\frac{1}{\sqrt{1-y^2}}\right) + \\ &(-)f_{\Delta\varphi}(-\arccos y) \left(-\frac{1}{\sqrt{1-y^2}}\right), \end{aligned} \quad (18)$$

由于 $f_{\Delta\varphi}(x)$ 为偶函数,故最终 $f_Y(y) = \frac{2}{\sqrt{1-y^2}} f_{\Delta\varphi}(\arccos y)$ 。

上式就是计算 $\Delta\varphi$ 的概率密度函数精确的公式,然后可以计算出信号最终误码率。接收信号为“1”时,平衡接收机减法器输出的光电流是

$$I_1 = \bar{I}_s \cos(\Delta\varphi) + R[E_{s+}^* n_+(t) + E_{s+} n_+^*(t)] + R|n_+(t)|^2 - R|n_-(t)|^2 + n'_+(t), \quad (19)$$

其中 $\bar{I}_s = R|E_s|^2$, $R[E_{s+}^* n_+(t) + E_{s+} n_+^*(t)]$ 为 ASE 噪声与信号的差拍噪声, $R|n_1(t)|^2 - R|n_-(t)|^2$ 为 ASE 的自拍噪声, $n'_+(t)$ 为 C 端的电信号的散粒噪声。这 3 项噪声是互不相干的。

对于 ASE 与信号的差拍噪声,在 C 端口是 $\sigma_{S-A}^2 = 2[1 + \cos(\Delta\varphi)] \bar{I}_s R N_{ASE}^2 B_e$, 在 D 端口是 $\sigma_{S-A}^2 = 2[1 - \cos(\Delta\varphi)] \bar{I}_s R N_{ASE}^2 B_e$ 。自拍噪声是

$\sigma_{A-A}^2 = R^2 N_{ASE}^2 (B_o - B_e)$ 。其中 N_{ASE} 为噪声功率谱密度。

散粒噪声主要有 2 个：1)由信号引起的，记为 σ_{shot-s}^2 ；2)由 ASE 引起的，记为 σ_{shot-A}^2 。信号为“1”时

$$\sigma_{shot-s}^2 = q[1 + \cos(\Delta\varphi)]\bar{I}_s B_e; \sigma_{shot-A}^2 = 2qRN_{ASE} B_e B_e$$

信号为“0”时

$$\sigma_{shot-s}^2 = q[1 - \cos(\Delta\varphi)]\bar{I}_s B_e; \sigma_{shot-A}^2 = 2qRN_{ASE} B_d B_e$$

其中 $B_e = \frac{B_o}{2} + \frac{R_b}{2\pi} \sin(\pi B_o T)$, $B_d = \frac{B_o}{2} - \frac{R_b}{2\pi} \sin(\pi B_o T)$ 为 C,D 端口的等效噪声带宽； $R_b = \frac{1}{T}$ 为码元速率；

C 端口的差拍，自拍以及散粒噪声都看成是均值为 0 的高斯过程，且互为独立的，D 端口忽略不计。则

$$E(I_1) = \bar{I}_s \cos(\Delta\varphi),$$

$$\sigma_1^2 = 2[1 + \cos(\Delta\varphi)]\bar{I}_s RN_{ASE} B_e + N_{ASE}^2 R^2 (B_o - B_e) + q[1 + \cos(\Delta\varphi)]\bar{I}_s B_e + 2qN_{ASE} R B_e B_e$$

是一个和 $\cos(\Delta\varphi)$ 有关的变量。

通过条件概率的方式得到接收信号为“1”时的电流概率度分布

$$f_1(I) = \int_{-\infty}^{\infty} f(I|y) \times f_Y(y) dy = \int_{-1}^1 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1}} \exp\left\{-\frac{[I - \bar{I}_s \cos(\Delta\varphi)]^2}{2\sigma_1^2}\right\} f_Y(y) dy = \int_{-1}^1 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1}} \exp\left[\frac{-(I - y\bar{I}_s)^2}{2\sigma_1^2}\right] \frac{1}{\sqrt{1-y^2}} f_{\Delta\varphi}(\arccos y) dy, \tag{20}$$

同理，得到接收信号为“0”时的情况

$$I_0 = -\bar{I}_s \cos(\Delta\varphi) - R[E_s n^*(t) + E_s^* n(t)] - R|n_-(t)|^2 + R|n_+(t)|^2 + n'_-(t),$$

$$E(I_0) = -\bar{I}_s \cos(\Delta\varphi),$$

$$\sigma_0^2 = [1 - \cos(\Delta\varphi)](2\bar{I}_s RN_{ASE} B_e + q\bar{I}_s B_e) + N_{ASE}^2 R^2 (B_o - B_e) + 2qN_{ASE} B_d B_e,$$

这里 $y = \cos(\Delta\varphi)$ 。所以“0”码时，电流的概率密度表达式是

$$f_0(I) = \int_{-\infty}^{\infty} f(I_0|y) f_Y(y) dy = \int_{-1}^1 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0}} \exp\left[\frac{-(I + y\bar{I}_s)^2}{2\sigma_0^2}\right] \frac{1}{\sqrt{1-y^2}} 2f_{\Delta\varphi}(\arccos y) dy, \tag{21}$$

将(20)式和(21)式代入误码率的计算公式 $N_{BER} = P(0) \int_{I_{th}}^{\infty} f_0(I) dI + P(1) \int_{-\infty}^{I_{th}} f_1(I) dI$ 中就可以精确求出误码率。 I_{th} 为接收机的判决门限，在 DPSK 接收系统中取为 0。

4 仿真分析和结果验证

为了验证(20)式和(21)式的正确性，采用 VPI 仿真软件在一个实际的 DWDM(如图 4 所示)系统中进行仿真分析，计算出误码率，并得出输出误码率与光纤段数和光纤长度的关系曲线，最后将仿真计算出的结果与理论计算进行比较，比较结果见图 5，仿真分析参数见表 1。

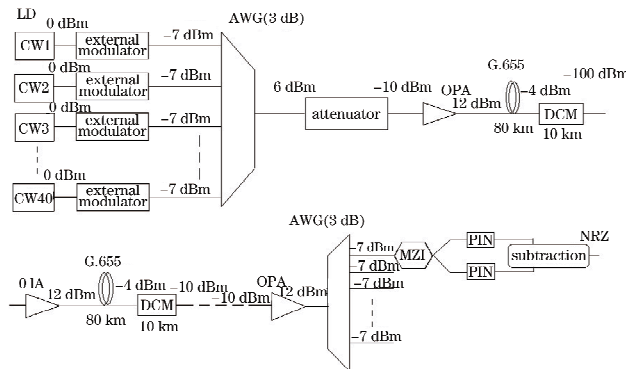


图 4 用于 BER 计算的仿真系统框图

Fig. 4 Simulation system used in our BER computation

表 1 仿真系统的链路参数
Table 1 Parameters of the simulation in the system

	parameter	value
	code rate, R_b/G	40
	span number, N	1~20
LD	output power, P_0/mW	1
	Gain, P_a/dB	22
OPA	noise coefficient, F_{pa}/dB	4
	gain, B_a/dB	22
OBA	noise coefficient, F_{ba}/dB	5
	gain, G_{ba}/dB	23~29
	noise coefficient, F_{la}/dB	5
	fiber loss, $a_1/(dB/km)$	0.2
G, 655 optical fiber	fiber length, L_1/km	80~120
	dispersion parameter, $D_1/[ps/(km \cdot nm)]$	17
	fiber loss, $a_2/(dB/km)$	0.6
DCL optical fiber	dispersion parameter, $D_2/[ps/(km \cdot nm)]$	-170
	optical filter bandwidth, B_o/GHz	80
balanced receiver	electrical filter bandwidth, B_e/GHz	10
	photocurrent responsivity, $R/(A/W)$	0.8

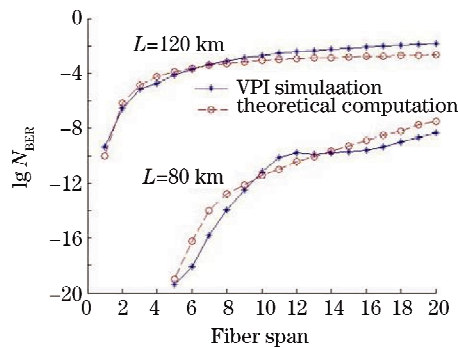


图 5 通过公式计算的 BER 值与 VPI 仿真结果比较

Fig. 5 Comparison between the BER computation using our formula and VPI simulation

在图 4 的光网络结构中,光信号从发射端出发经历了 N 个跨段,到达接收端。在接收端,根据文献 [14](我们这里讨论的是一个节点的简单模型),整个光信道的总噪声功率为

$$P_{ASE} = N_{PA} L G_{PA} L_{AWG} + P_{OLA} L G_{PA} L_{AWG} N + N_{BA} L_{AWG}, \quad (22)$$

其中 L 为每段 G. 655 光纤的损耗, L_{AWG} 为分波器的插损,光预放大器和光放大器的噪声系数分别为 F_{PA} , F_{BA} , 增益分别为 G_{PA} , G_{BA} , N_{PA} 和 N_{BA} 分别为光预放大器和光放大器的噪声指数, 分别有 $F_{PA} = 10 \lg N_{PA}$, $F_{BA} = 10 \lg N_{BA}$ 。系统参数如表 1。

根据我们的误码率(BER)计算公式得出的曲线

和使用 VPI 对系统仿真得到的曲线很好地吻合,说明推导结果是正确的。

5 结 论

本文通过重点分析 DPSK 系统中平衡接收机不能简单忽略非线性相位噪声 $\cos(\Delta\varphi)$ 的性能,并采用高斯函数进行近似 $\cos(\Delta\varphi)$ 和其本征函数,最终得到了非线性相位噪声 $\cos(\Delta\varphi)$ 的精确表达式,并将其应用于 DPSK 系统中平衡接收机中接收端信号“1”和信号“0”的概率密度函数表达式,从而得到误码率计算的精确计算公式。最后我们通过 VPI 软件仿真验证了我们计算结果的准确性。该公式可以用于 DPSK 系统中平衡接收机性能的评估。

参 考 文 献

- 1 P. J. Smith, M. Shafi, C. P. Kaiser *et al.*. Optical heterodyne binary-DPSK systems; a review of analysis and performance[J]. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 1995, **13**(3): 557~568
- 2 J. P. Gordon, L. F. Mollenauer. Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers[J]. *Opt. Lett.*, 1990, **15**(8): 1351~1353
- 3 H. Kim, A. H. Gnauck *et al.*. Experimental investigation of the performance limitation of DPSK systems due to nonlinear phase noise [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2003, **15**(2): 320~322
- 4 K.-P. Ho. Performance of DPSK signals with quadratic phase noise[J]. *IEEE T. Commun.*, 2005, **53**(8): 1361~1365
- 5 K. P. Ho. Compensation improvement of DPSK signal with nonlinear phase noise[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2003, **15**(9): 1216~1218
- 6 K. P. Ho. Error probability of DPSK signals with cross-phase modulation induced nonlinear phase noise [J]. *IEEE J. Sel. Top. Quant. Electron.*, 2004, **10**(2): 421~427
- 7 K. P. Ho. Asymptotic probability density of nonlinear phase noise[J]. *Opt. Lett.*, 2003, **28**(15): 1350~1352
- 8 J. A. Huang, K. P. Ho. Impact of nonlinear phase noise to DPSK signals; experimental verification of a simplified theoretical model[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2005, **17**(10): 2236~2238
- 9 G. Bosco, P. Poggiolini. On the Q factor inaccuracy in the performance analysis of optical direct-detection DPSK systems [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2004, **16**(2): 665~667
- 10 D. Marcuse. Derivation of analytical expressions for the bit-error probability in lightwave systems with optical amplifiers[J]. *J. Lightwave Technol.*, 1990, **8**(12): 1816~1823
- 11 X. T. Huang, L. Zhang, M. Zhang *et al.*. Impact of nonlinear phase noise on direct-detection DQPSK WDM systems[J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2005, **17**(7): 1423~1425
- 12 A. Demir. Nonlinear phase noise in optical-fiber-communication systems[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2007, **25**(8): 2002~2032
- 13 Jianguo Yao, Shuwen Yang. Noise analysis and sensitivity calculation of optical amplifier and optically pre-amplified receiver [J]. *Acta Optica Sinica*, 1993, **13**(7): 611~618
- 14 姚建国, 杨淑雯. 光放大器的噪声分析及光前放接收机的灵敏度计算[J]. *光学学报*, 1993, **13**(7): 611~618
- 15 Xu Zhigen, Zhou Bingkun, Zhang Hanyi *et al.*. Modeling the noise accumulation of optical paths in WDM optical transport networks[J]. *Chinese J. Lasers*, 2004, **31**(10): 1222~1226
- 16 徐志根, 周炳琨, 张汉一等. 波分复用光传送网中光路的噪声积

- 累模型[J]. 中国激光, 2004, **31**(10): 1222~1226
- 15 Jin Yaohui, Zeng Qingji. The ASE noise accumulation in a WDM all optical network [J]. *Acta Optica Sinica*, 2000, **20**(2): 195~200
金耀辉, 曾庆济. 波分复用全光通信网中的放大自发辐射噪声积累效应研究[J]. 光学学报, 2000, **20**(2): 195~200
- 16 S. Calabro, D. van den Borne, S. L. Jansen *et al.*. Improved detection of differential phase shift keying through multisymbol phase estimation[C]. *ECOC*, 2005, 2005 Proceedings., **3**
- 17 Yuan Bo. Analysis of the noise for DPSK receiver with balanced direct detection[D]. Lanzhou: Lanzhou University, 2007
袁 博. 采用平衡接收直接探测的 DPSK 接收机噪声分析[D]. 兰州: 兰州大学, 2007
- 18 Qin Xi, Chen Yong, Cao Jihong *et al.*. Influence of dispersion compensation schemes on phase noise of phase modulation systems[J]. *Chinese J. Lasers*, 2007, **34**(1): 64~68
秦 曦, 陈 勇, 曹继红 等. 色散补偿方式对相位调制系统中相位噪声的影响[J]. 中国激光, 2007, **34**(1): 64~68
- 19 Liu Zhiying, Hu Yuan, Zhang Lei *et al.*. Power calculation and communication distance equivalent demonstration for optical communication[J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(s2): 188~190
刘智颖, 胡 源, 张 磊 等. 光通信中的功率计算与通信距离等效验证[J]. 光学学报, 2008, **28**(s2): 188~190