

光接收器性能评估

在光传送系统中，在作系统功率预算时一个很重要的参数是光接收器灵敏度，定义为给定误码率 (BER) 下的最低平均光功率。要设计出一个好的光接收器，准确理解将会影响接收器总体灵敏度的各种不同参数非常重要。本文深入分析了整个接收器的光灵敏度，以及在幅度和定时两个方向上，由于随机噪声和符号间干扰 (ISI) 的累积，而造成的潜在功率损失。分析是基于标准的接收器灵敏度，并假定一个理想的输入信号，忽略 ISI、上升/下降时间、抖动和发送器的相关强度噪声 (RIN) 等因素的不良影响。

存在 ISI 时的 Q 因子

一个典型的光接收器由光电探测器、互阻放大器、限幅放大器以及时钟-数据恢复单元组成。图 1 给出了简化的光接收器模型。

接收到的光信号首先被转换为光电流，并由互阻放大器 (TIA) 放大。限幅放大器的作用类似于“判决”电路，在此，抽样电压 $v(t)$ 和判决门限 V_{TH} 相比较。在这个数据判决点，由于随机噪声和 ISI 的积累，信号显著恶化，由于眼图闭合，导致错误判决。

要知道数据判决点眼图开度和 BER 之间的关系，首先需要了解幅度噪声的统计特性。通常，作为一个品质因数，我们采用信号 Q 因子来衡量信号的质量，并由它来确定 BER。如果不存在 ISI 失真，并且主要的幅度噪声具有高斯分布，那么信号 Q 因子定义为：

$$Q = \frac{V_1 - V_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (\text{Eq 1})$$

其中 V_1 , V_0 是不考虑 ISI 时， $v(t)$ 的高、低电平平均值， σ_1 、 σ_0 分别是高、低电平上具有高斯分布的加性白噪声的均方根值 (RMS)。更详细的说明请参考 MAXIM 应用笔记：HFAN-09.0.2 Optical Communications Systems. (www.maxim-ic.com.cn/AN985)。

在一个实际的接收器实现中，由于有限的接收器带宽、基线的漂移或有源元件的非线性，ISI 总是存在的。如果我们在数据判决之前监视信号眼图，就会发现，除了随机噪声，信号还有一定量的幅度边界波动，这就是由 ISI 引起，表现出很强的模式相关性。为了估计由 ISI 所引起的光灵敏度损失，一个简单的办法就是考虑最坏情况下的幅度噪声分布。具体做法就是分别将高斯分布的平均值从 V_1 和 V_0 下移到 $(V_1 - V_{ISI})$ 和 $(V_0 + V_{ISI})$ 。假定 V_{ISI} 是 ISI 所引起的垂直方向眼图闭合量 (图 2)。

在此情况下，通过计算最坏噪声分布情况下的 BER，可以获得信号 Q 因子。假定判决门限已按照最低 BER 得到了优化，Q 因子和眼图垂直闭合量 V_{ISI} 的关系如下所示：

$$Q = \frac{V_1 - V_0 - 2 \times V_{ISI}}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (\text{Eq 2})$$

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{Q_{\text{BER}}}{\sqrt{2}} \right) \quad (\text{Eq 3})$$

其中：

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-v^2} dv$$

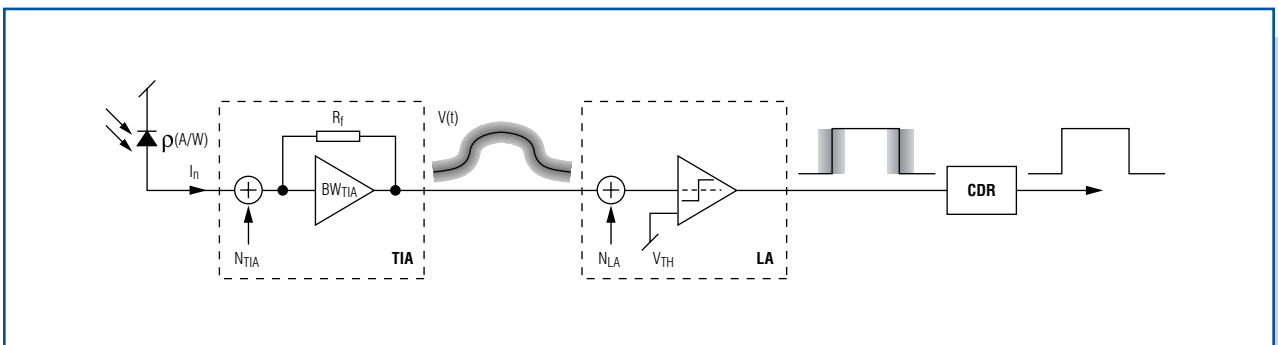


图 1. 该图显示了一个简化的光接收器模型。

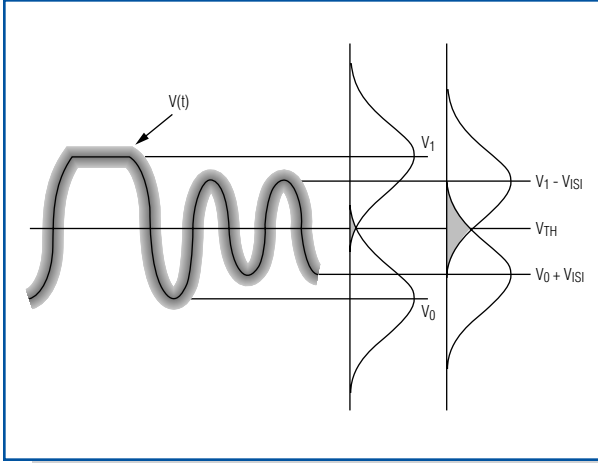


图 2. 通过存在 ISI 时最坏情况下的幅度噪声分布，可方便地估计出光灵敏度的 ISI 损失。

Q_{BER} 是在给定的 BER 下，最低要求的 Q 因子。基于等式 3， Q_{BER} 和 BER 之间的关系用曲线示于图 3。

通常我们在实验室测量的是信号的峰-峰差分摆幅 ($V_{P-P} = V_1 - V_0$)，并假定 $\sigma_1 = \sigma_0 = N_{RMS}$ ，因此 Q 因子变为：

$$Q = \frac{V_{P-P} - 2 \times V_{ISI}}{2 \times N_{RMS}} \quad (\text{Eq 4})$$

其中 N_{RMS} 是限幅放大器输入端的等效 RMS 噪声。等式 4 表明，Q 因子代表存在 ISI 时，眼图垂直开度与 RMS 噪声的比率。在光接收器的设计中，因 ISI 的存在而导致 Q 因子的降低，将会造成光功率的损失或基底误差的上升。

光灵敏度估计

要获得最佳的光灵敏度，重要的是要在数据判决之前最大化信号的 Q 因子。下面，我们以采用实际器件的具体实现为例，考虑当存在接收器总随机噪声、ISI 和 CDR 抖动容差时，如何精确估计接收器的光灵敏度。实例包括一个 10Gbps 接收器和一个 2.5Gbps 接收器，采用 MAXIM 器件。

接收器总 RMS 噪声损失

为了估计接收器总 RMS 噪声对于光灵敏度的影响，我们必须知道，要达到规定的 BER，需要输入 TIA 的最小峰-峰电流 (表示为 I_{P-P})。在随机噪

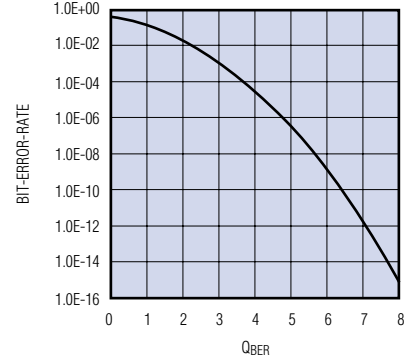


图 3. 基于等式 3 画出的 BER 与 Q_{BER} 关系曲线。

声分析中，我们假定 $V_{ISI} = 0$ ，将 $V_{P-P} = I_{P-P} \times R_f$ 和 $N_{RMS} = N_{TOTAL} \times R_f$ 代入等式 4，得到：

$$I_{P-P} = 2 \times Q_{BER} \times N_{TOTAL} (\mu A_{RMS}) \quad (\text{Eq 5})$$

N_{TOTAL} 是 TIA 输入端的总等效 RMS 噪声，由 TIA 的等效输入噪声 $N_{TIA} (\mu A_{RMS})$ 、限幅放大器的等效输入噪声 $N_{LA} (mV_{RMS})$ 、以及 TIA 的小信号互阻增益 $R_f (k\Omega)$ 决定。其关系如下：

$$N_{TOTAL} = \sqrt{N_{TIA}^2 + \left(\frac{N_{LA}}{R_f} \right)^2} \quad (\text{Eq 6})$$

在实践中，限幅放大器 (LA) 的等效输入噪声并没有明确给出，不过， N_{LA} 可以根据限幅放大器的输入灵敏度 V_{LA} ——满足规定 BER 所需的最小差分峰-峰信号摆幅——估算得出。一般来讲，限幅放大器的灵敏度取决于等效输入噪声 N_{LA} 、直流偏移或有限带宽造成的 ISI。然而，由于大多数限幅放大器采用了直流偏移纠正环来获得高灵敏度，并且小信号带宽远高于 TIA，因此可以认为，随机噪声是制约限幅放大器灵敏度的主导因素。在此条件下， N_{LA} 可以由下式来估算：

$$N_{LA} = \frac{V_{LA}}{2 \times Q_{BER}} \quad (\text{Eq 7})$$

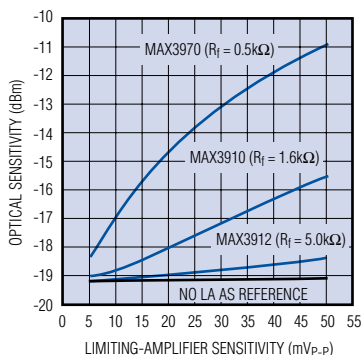


图 4. 该图显示了采用几款 10Gbps TIA IC 的光接收器的灵敏度，假定输入满足 SONET 最低消光比要求。

根据图 3，当 $Q_{BER} = 7$ 时 $BER = 10^{-12}$ 。假定光探测器的响应度为 ρ (单位 A/W)，并且接收到的光信号的消光比为 r_e ，那么光调制幅度 (OMA) 可由下式得到：

$$OMA = \frac{I_{P-P}}{\rho} (\mu W) \quad (Eq 8)$$

光灵敏度由下式给出：

$$P_{ave} (dBm) = 10 \log \left(\frac{OMA}{2 \times 1000} \times \frac{r_e + 1}{r_e - 1} \right) \quad (Eq 9)$$

以 MAX3970，MAX3910 和 MAX3912 为例，这些 10Gbps TIA 具有 $1.1\mu A_{RMS}$ 的典型等效输入噪声，但具有不同的互阻增益。如将这些器件与不同灵敏度的限幅放大器配合使用，所获得的接收器整机光灵敏度各不相同。假定 $\rho = 0.85 A/W$ ， $r_e = 6.6$ (SONET 的最低消光比要求)，计算所得的光灵敏度如图 4 所示。

如果我们采用由 TIA 等效输入噪声得到的光灵敏度 (不含 LA) 作为一个参考点，接收器总随机噪声造成的光功率损失，就是 TIA/LA 组合的光灵敏度与参考点之差。举例来讲，MAX3971 是一个 10Gbps 的限幅放大器， $BER \leq 10^{-12}$ 时的输入灵敏度为 $9.5 mV_{P-P}$ 。当 MAX3970 TIA 和 MAX3971 一起使用时，光功率损失大约为 2.1dB。而当 MAX3912 TIA 和 MAX3971 一起使用时，光功率损失仅有 0.03dB。

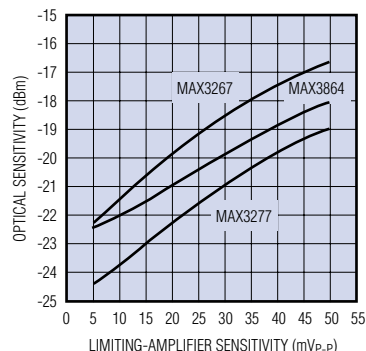


图 5. 该图显示了几款 2.5Gbps TIA IC 和不同灵敏度的限幅放大器一起使用时的接收器光灵敏度。

另一个例子是 2.5Gbps SFP 接收器模块，它由一个光探测器、一个 2.5Gbps TIA 和一个紧随其后的限幅放大器组成。对于此种应用，MAXIM 提供一系列的 TIA IC，例如：MAX3267、MAX3271、MAX3275、MAX3277 以及 MAX3864 等。图 5 显示了 MAX3267 ($N_{TIA} = 0.495\mu A_{RMS}$ ， $R_f = 1.9k\Omega$)，MAX3864 ($N_{TIA} = 0.49\mu A_{RMS}$ ， $R_f = 2.75k\Omega$) 和 MAX3277 ($N_{TIA} = 0.3\mu A_{RMS}$ ， $R_f = 3.3k\Omega$) 分别与不同灵敏度的限幅放大器一起使用时的光灵敏度。

可选的 2.5Gbps 限幅放大器包括：MAX3265、MAX3269、MAX3272、MAX3765、MAX3861 以及 MAX3748。用户可以根据性能、成本或封装等方面的要求，选择不同的 TIA 和限幅放大器组合用于不同的 SFP 模块。

符号间干扰损失

在光接收器中，ISI 主要有以下来源：有限的高频带宽；交流耦合或直流偏移纠正环造成的不够充分的低频截止点；带内增益起伏；或者 TIA 与限幅放大器互连之间的多次反射。ISI 失真因不同的接收数据模式 (例如 PRBS $2^{31}-1$ ，K28.5，8B/10B 编码) 而异。ISI 会在幅度和定时两个方向造成眼图的闭合。

如果我们定义造成垂直方向眼图闭合的 ISI 为：

$$ISI = \frac{2 \times V_{ISI}}{V_{P-P}} \quad (Eq 10)$$

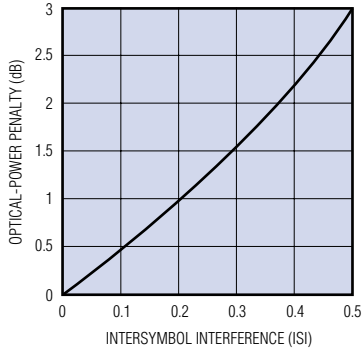


图 6. 该图显示了理想情况下，ISI 和光功率损失间的关系。

那么最低要求的 TIA 输入电流与 ISI 的关系用下式表示：

$$I_{p-p} = \frac{2 \times Q_{BER} \times N_{TOTAL}}{(1 - ISI)} \quad (\text{Eq 11})$$

ISI 损失定义为，存在 ISI 时的光灵敏度与 $ISI = 0$ 的理想情况相比二者之差。计算结果示于图 6 中。对于 10% 的 ISI 失真，光功率损失为 0.46dB。

综上所述，以 dB 为单位的总光功率损失为 ISI 损失和总随机噪声损失二者之和。

CDR 抖动容差损失

随着信号通过接收器放大级进入限幅级，幅度噪声被转换成为数据中点交叉处的定时抖动。随机抖动和确定性抖动源于随机性噪声、有限的带宽、通带纹波、群延时变化、交流耦合以及不对称的上升/下降时间。这些抖动因素的综合作用，降低了可供无差错数据恢复使用的眼图开度。这样，CDR 的抖动容差就成为另一个决定光灵敏度的重要因素。

CDR 抖动容差表示容许在输入数据中加入多大的峰-峰抖动，而不会因为数据与时钟未对准而发生差错。对于基于 PLL 的 CDR 设计，有一个最低数据眼图开度要求，它由时钟对数据的采样位置、再定时触发器的建立/保持时间和鉴相器的特性决定。假设随机抖动为 RJ_{RMS} ，总确定性抖动为

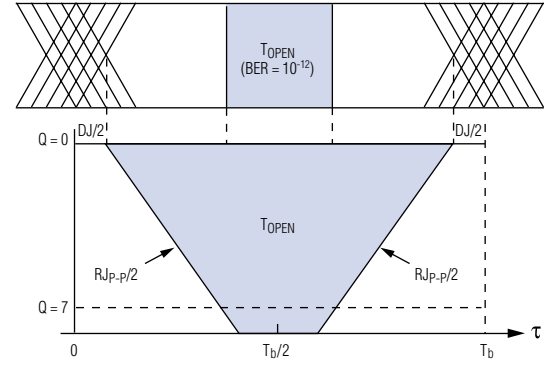


图 7. 该图显示了 CDR 最小眼图开度与 Q 因子间的关系。

DJ_{p-p} ，以及在规定 BER 下 CDR 的最低眼图开度要求为 T_{OPEN} ，那么，定时 Q 因子定义为：

$$Q = \frac{T_b - T_{OPEN} - DJ_{p-p}}{2 \times RJ_{RMS}} \quad (\text{Eq 12})$$

$$RJ_{p-p} = 2Q_{BER} \times RJ_{RMS} \quad (\text{Eq 13})$$

如需更多信息，请参考应用笔记 *HFAN-04.0.2 Converting between RMS and Peak-to-Peak Jitter at a Specified BER*. (www.maxim-ic.com.cn/AN337)

CDR 最低眼图开度要求和 Q 因子的关系见图 7 所示。要达到规定的 BER，对应的最小 Q_{BER} 可在图 3 中找到。

当 CDR 输入端的抖动频率高于 PLL 带宽时，CDR 抖动容差 (记为 JT_{p-p}) 和 T_{OPEN} 的关系如下：

$$JT_{p-p} = (T_b - T_{OPEN}) \quad (\text{Eq 14})$$

为了避免降低光灵敏度，CDR 的高频抖动容差应该满足：

$$JT_{p-p} \geq 2 \times Q_{BER} \times RJ_{RMS} + DJ_{p-p} \quad (\text{Eq 15})$$

依赖于过渡沿的斜率，随机抖动 RJ_{RMS} 由信号过渡沿上的加性白噪声引起。假定对称限幅前的上升/下降时间 (20% 到 80%) 等于 t_r ，随机抖动可由下式估计：

$$RJ_{RMS} = \frac{t_r}{(V_{p-p}/N_{RMS}) \times 0.6} \quad (\text{Eq 16})$$

其中, t_r 取决于整个接收器的小信号带宽 BW_{TOTAL} 。按一阶低通滤波器考虑:

$$t_r \approx \frac{0.22}{BW_{TOTAL}} \quad (Eq 17)$$

在光接收器的输入端, 限幅放大器之前的 TIA 可以认为是线性的。这样, 随机抖动可表达为 TIA 输入峰-峰电流与总 RMS 噪声之比的函数:

$$RJ_{RMS} = \frac{t_r}{(I_{P-P}/N_{TOTAL}) \times 0.6} \quad (Eq 18)$$

利用等式 18, 限幅放大器输出的随机抖动作为 TIA 输入电流/噪声比的函数, 用曲线方式示于图 8。

CDR 抖动容差造成的光灵敏度损失可以组合等式 15 和 18 进行估算, 解出 I_{P-P} 得到:

$$I_{P-P} = \frac{2 \times Q_{BER} \times t_r}{(JT_{P-P} - DJ_{P-P}) \times 0.6/N_{TOTAL}} \quad (Eq 19)$$

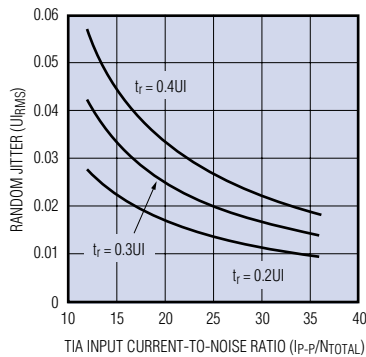


图 8. 上升时间分别为 0.2UI、0.3UI 和 0.4UI 时, 随机抖动与输入电流/噪声比的关系。

我们再次以 OC-192 接收器为例。假定 $\rho = 0.87A/W$, $r_e = 6.6$, 整个接收器的小信号带宽为 7.0GHz, $N_{TOTAL} = 1.1\mu A_{RMS}$, 以及 $ISI = 0$ 。图 9 显示了在不同的 CDR 抖动容差 ($BER = 10^{-12}$) 下可实现的光灵敏度。

通常来讲, 要达到规定的 BER, 最低 TIA 输入电流应该在幅度和定时两个方向上满足 Q_{BER} 要求。

结语

要估计光接收器的灵敏度, 有必要仔细考虑幅度和定时两个方向的各种误差源。本文以实际的器件实现为例说明了, 幅度和定时误差源是如何独立影响总体接收器 BER 的。采用这些准则, 我们可以准确地预估光接收器的性能, 并指导我们选择正确的 TIA、限幅放大器和 CDR。在现实中, 光输入不是一个理想信号, 发送器的随机噪声以及光纤色散引起的 ISI 会使其恶化。当收到的是一个已恶化的信号时, 本文所提供的方法同样可用来估计信号的 Q 因子, 并进而确定 BER。

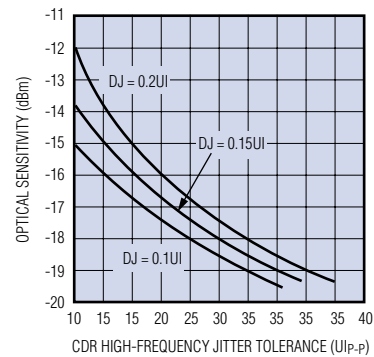


图 9. 确定性抖动容差分别为 0.1UI、0.15UI 和 0.2UI 时, 光灵敏度和 CDR 抖动容差的关系。