

《通信原理》

(15 匹配滤波器 眼图)

蔡志岗

光学与光学工程系

中山大学理工学院

lasers@netease.com

13316105077

光信息实验室：84110909

中大光信息

第五章：数字信号的基带传输

5.1 引言

5.2 数字基带信号的码型和波形

5.3 数字基带信号的功率谱密度

5.4 数字基带信号的传输与码间串扰

5.5 码间串扰基带传输系统的抗噪

声性能分析

5.6 最佳基带传输系统

5.7 眼图

5.8 改善数字基带系统性能的措施

- 时域均衡
- 部分响应波形

5.9 位同步

5.6 最佳基带传输系统

在数字通信系统中，无论是数字基带传输还是数字频带传输，都存在着“最佳接收”的问题。**最佳接收理论**是以接收问题作为研究对象，研究从噪声中如何准确地提取有用信号。

显然，所谓“最佳”是个相对概念，是指在相同噪声条件下以某一准则为尺度下的“最佳”。不同的准则导出不同的最佳接收机，当然它们之间是有内在联系的。

在数字通信系统中，最常用的准则是**最大输出信噪比准则**，在这一准则下获得的最佳线性滤波器叫做**匹配滤波器（MF）**。

这种滤波器在数字通信理论、信号最佳接收理论以及雷达信号的检测理论等方面均具有重大意义。

本节介绍**匹配滤波器的基本原理**以及**利用匹配滤波器的最佳基带传输系统**。

5.6.1 匹配滤波器

前节的结论→**信噪比越大，误码率越小。**

因此，要想减小误码率必须设法提高信噪比。在接收机输入信噪比相同的情况下，若所设计的接收机输出的信噪比最大，则我们能够最佳地判断所出现的信号，从而可以得到**最小的误码率**，这就是**最大输出信噪比准则**。

为此，我们可在接收机内采用一种线性滤波器，当信号加噪声通过它时，使有用信号加强而同时使噪声衰减，在抽样时刻使输出信号的瞬时功率与噪声平均功率之比达到最大，这种线性滤波器称为**匹配滤波器**。下面讨论匹配滤波器的特性。

设接收滤波器的传输函数为 $H(\omega)$ ，滤波器输入信号与噪声的合成波为：

$$r(t) = s(t) + n(t)$$

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (5.6-1)$$

式中， $s(t)$ 为滤波器输入基带数字信号，其频谱函数为 $S(\omega)$ 。 $n(t)$ 为高斯白噪声。其双边功率谱密度为 $n_0/2$ 。

由于该滤波器是线性滤波器，满足线性叠加原理，因此滤波器输出也由输出信号和输出噪声两部分组成，即

$$y(t) = s_0(t) + n_0(t) \quad (5.6-2)$$

这里， $s_0(t)$ 和 $n_0(t)$ 分别为 $s(t)$ 和 $n(t)$ 通过线性滤波器后的输出。

$$s_0(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_0(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (5.6-3)$$

滤波器输出噪声的平均功率为

$$\begin{aligned} N_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{n_0}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{n_i}(\omega) |H(\omega)|^2 d\omega \quad (5.6-4) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n_0}{2} |H(\omega)|^2 d\omega = \frac{n_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \end{aligned}$$

因此，在抽样时刻 t_0 ，线性滤波器输出信号的瞬时功率与噪声平均功率之比为

$$r_0 = \frac{|s_0(t_0)|^2}{N_0} = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\frac{n_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega}$$

(5.6-5)

显然，寻求最大 r_0 的线性滤波器，在数学上就归结为求式（5.59）中 r_0 达到最大值的。这个问题可以用变分法或用许瓦尔兹(Schwartz)不等式加以解决。

这里用许瓦尔兹不等式的方法来求解。该不等式可以表述为：

$$\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)Y(\omega)d\omega \right|^2 \leq \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |X(\omega)|^2 d\omega \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |Y(\omega)|^2 d\omega$$

(5.6-6)

当且仅当

$$X(\omega) = KY^*(\omega) \quad (5.6-7)$$

时式 (5.60) 中**等式**才能成立。其中K为常数。

将许瓦尔兹不等式 (5.6-7) 用于式 (5.6-6),
并令:

$$X(\omega) = H(\omega) \quad Y(\omega) = S(\omega)e^{j\omega t_0}$$

则可得

$$r_0 \leq \frac{\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega}{\frac{n_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega}$$
$$= \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega}{\frac{n_0}{2}} = \frac{2E}{n_0} \quad (5.6-8)$$

式中

$$E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt \quad (5.6-9)$$

为输入信号 $s(t)$ 的总能量。

式（5.62）说明，线性滤波器所能给出的最大输出信噪比为

$$r_{0\max} = \frac{2E}{n_0} \quad (5.6-10)$$

它出现于式（5.61）成立的时候，即这时有

$$H(\omega) = KS^*(\omega)e^{-j\omega t_0} \quad (5.6-11)$$

$$H(\omega) = KS^*(\omega)e^{-j\omega t_0}$$

上式表明， **$H(\omega)$** 就是我们所要求的最佳线性滤波器的传输函数，它等于**输入信号频谱的复共轭**。因此，此滤波器称为**匹配滤波器**。

匹配滤波器的传输特性还可以用其冲激响应函数 **$h(t)$** 来描述：

$$\begin{aligned}
 h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K S^*(\omega) e^{-j\omega t_0} e^{j\omega t} d\omega \\
 &= \frac{K}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) e^{-j\omega \tau} d\tau \right]^* e^{-j\omega(t_0 - t)} d\omega \\
 &= K \int_{-\infty}^{\infty} \left[(1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega(\tau - t_0 + t)} d\omega \right] s(\tau) d\tau = K \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \delta(\tau - t_0 + t) d\tau \\
 &= K s(t_0 - t)
 \end{aligned}
 \tag{5.6-12}$$

由上式可见，匹配滤波器的**冲激响应** $h(t)$ 是信号 $s(t)$ 的**镜像** $s(-t)$ 在时间轴上再向右平移 t_0 。

作为接收滤波器的**匹配滤波器**应该是物理可实现的，即其冲激响应应该满足条件

$$h(t)=0 \quad \text{当 } t < 0 \quad (5.6-13)$$

即要求满足条件 $s(t_0-t)=0$, 当 $t < 0$

或满足条件 $s(t)=0$, 当 $t > t_0$ (5.6-14)

式 (5.6-14) 表明，**物理可实现的匹配滤波器**，其输入信号 $s(t)$ 在抽样时刻 t_0 之后必须消失（等于零）。

匹配滤波器的 $h(t)$

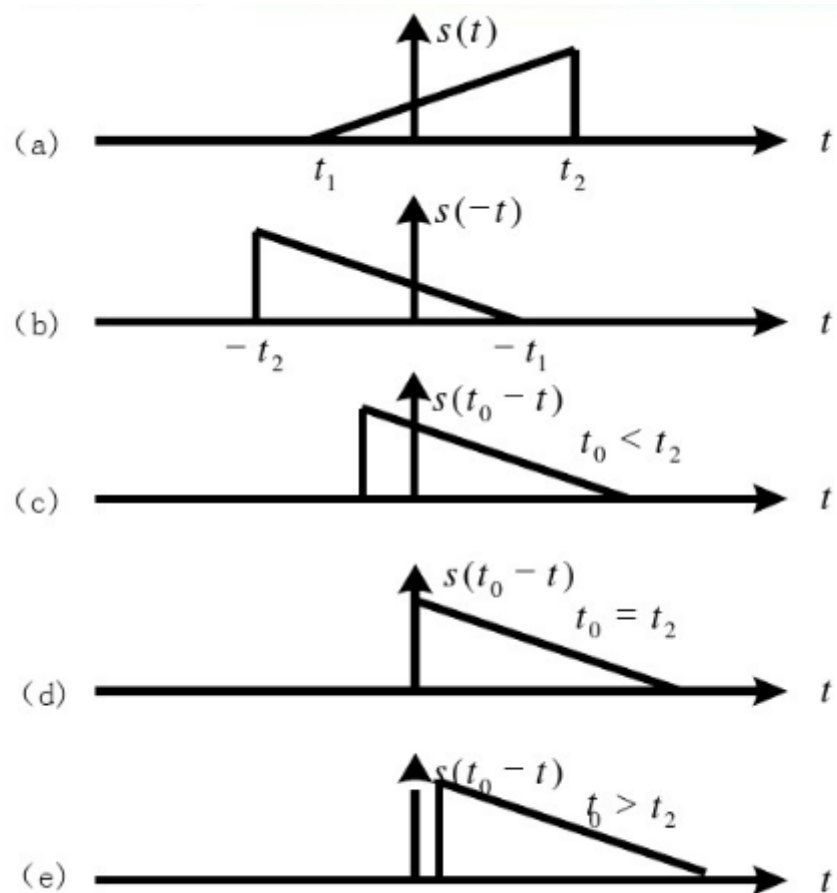


图9. 2. 2 匹配滤波器的冲激响应

这就是说，若要求输入信号在 T 瞬间消失，则只有当 $t_0 \geq T$ 时滤波器才物理可实现。

一般总是希望 t_0 尽量小些，通常选择 $t_0 = T$ 。

故匹配滤波器的冲激响应可以写为：

$$h(t) = Ks(T - t)$$

$$h(t) = Ks(T - t) \quad (5.6-15)$$

上式中， T 为 $s(t)$ 消失的瞬间。

这时，匹配滤波器输出信号波形可表示为

$$\begin{aligned} s_0(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau)h(\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau)Ks(T - \tau)d\tau \\ &= K \int_{-\infty}^{\infty} s(-\tau')s(T - t - \tau')d\tau' = KR(t - T) \end{aligned}$$

(5.6-16)

上式表明，匹配滤波器输出信号波形是**输入信号的自相关函数的K倍**。因此，常把匹配滤波器看成是一个**相关器**。至于常数K，实际上它是可以任意选取的。因为 r_0 与K无关。因此，在分析问题，可令 $K=1$ 。

已经知道，自相关函数的最大值是 $R(0)$ 。由式（5.70），设 $K=1$ ，可得匹配滤波器的输出信号在时达到最大值，即：

$$s_0(T) = R(0) = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt = E \quad (5.6-17)$$

由式（5.71）可见，匹配滤波器输出信号分量的最大值仅与输入信号的能量有关，而与输入信号波形无关。

信噪比 r_0 也是在 $t_0=T$ 时刻**最大**，该时刻也就是整个信号进入匹配滤波器的时刻。

在 $t_0=T$ 时刻，匹配滤波器输出与相关接收器输出的取样值才相同

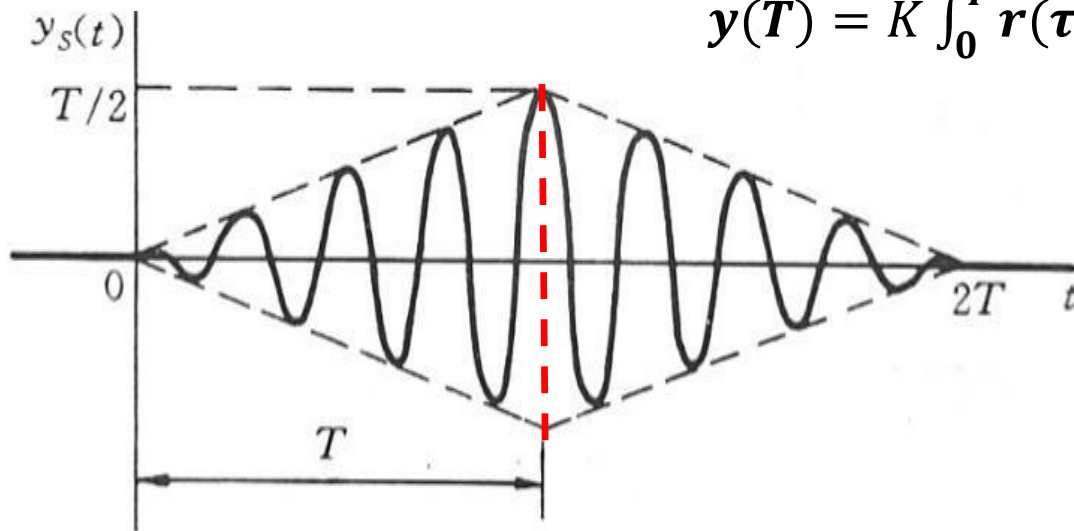
$$y(t) = \int_0^t s(t)s(t)dt = \int_0^t \cos 2\pi f_0 t \cdot \cos 2\pi f_0 t dt = \int_0^t \cos^2 2\pi f_0 t dt$$

$$= \frac{1}{2} \int_0^t (1 + \cos 4\pi f_0 t) dt = \frac{1}{2} t + \frac{1}{8\pi f_0} \sin 4\pi f_0 t \approx \frac{t}{2}$$

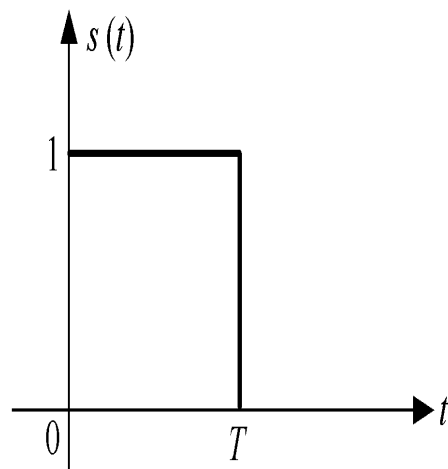
假定 f_0 很大

$$y(t) = K \int_{t-T}^t r(\tau) s(T-t+\tau) d\tau$$

$$y(T) = K \int_0^T r(\tau) s(\tau) d\tau$$



[例5. 6] 设输入信号如图5-19 (a) 所示，试求其匹配滤波器的传输函数，并画出 $h(t)$ 和 $s_0(t)$ 输出信号的波形。



(a)

图5-19

解：输入信号的时域表达式为

$$s(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$$

输入信号的频谱函数为

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt = \int_0^T e^{-j\omega t} dt \\ &= \frac{1}{j\omega} (1 - e^{-j\omega T}) \end{aligned}$$

由式 (5. 65) ， 令 $K=1$ ， 可得匹配滤波器的传输函数为：

$$H(\omega) = KS^*(\omega)e^{-j\omega t_0} = \frac{1}{j\omega}(e^{j\omega T} - 1)e^{-j\omega t_0}$$

由式 (5. 66) ， 可得匹配滤波器的单位冲激响应为：

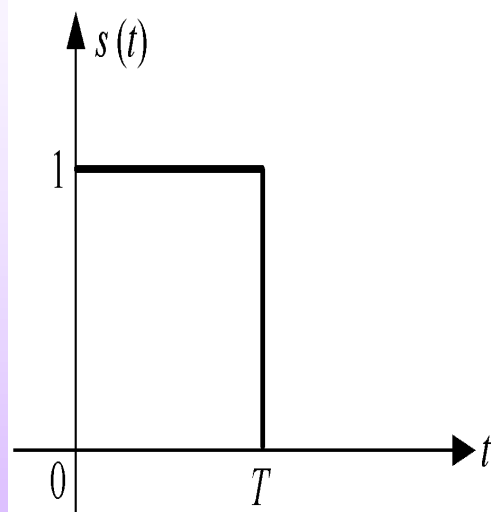
$$h(t) = s(t_0 - t)$$

取 $t_0=T$ ， 则最终得

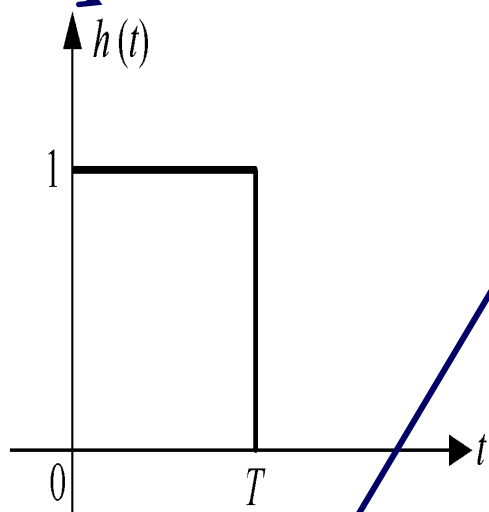
$$h(t) = s(T - t) \quad 0 \leq t \leq T$$

$$H(\omega) = \frac{1}{j\omega} (1 - e^{-j\omega T})$$

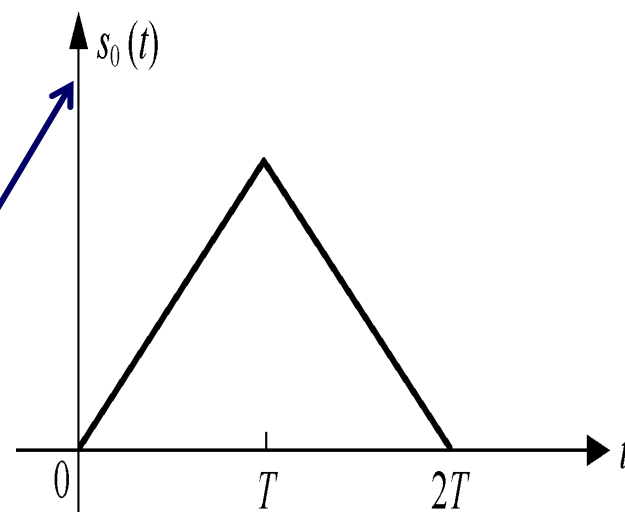
$$S(\omega) = \frac{1}{j\omega} (1 - e^{-j\omega T})$$



(a)



(b)



(c)

$$s_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t-\tau)h(\tau)d\tau = KR(t-T)$$

5.6.2 利用匹配滤波器的最佳基带传输系统

由前面的分析可知，影响基带系统误码性能的因素有两个：其一是**码间干扰**；其二是**噪声**。

- 码间干扰的影响，可以通过系统**传输函数**的设计，使得抽样时刻样值的码间干扰为零。
- 对于加性噪声的影响，可以通过**接收滤波器**的设计，尽可能减小噪声的影响，但是不能消除噪声的影响。

实际中，这两种“干扰”是同时存在的。因此**最佳基带传输系统**可认为是既能消除码间串扰而抗噪声性能又最理想（错误概率最小）的系统。

现在我们讨论如何设计这样一个最佳基带传输系统：发送滤波器的传输函数为 $G_T(\omega)$ ，信道的传输函数为 $C(\omega)$ ，接收滤波器的传输函数为 $G_R(\omega)$ ，其基带传输系统的总传输特性表示为：

$$H(\omega) = G_T(\omega) C(\omega) G_R(\omega)$$

在5.4.3节中我们忽略了噪声的影响，只考虑码间串扰。现在我们将**考虑在噪声环境下**，如何设计这些滤波器的特性使系统的性能最佳。由于信道的传输特性往往不易控制，这里将假设信道具有理想特性，即**假设** $C(\omega) = 1$ 。于是，基带系统的传输特性变为：

$$H(\omega) = G_T(\omega)G_R(\omega) \quad (5.72)$$

由前面讨论知，当系统总的传输函数 $H(\omega)$ 满足式（5.27）时就可以消除抽样时刻的码间干扰。所以，在 $H(\omega)$ 确定之后，只能考虑如何设计 $G_T(\omega)$ 和 $G_R(\omega)$ 以使系统在加性高斯白噪声条件下的误码率最小。

奈奎斯特第一准则

$$H_{eq}(\omega) = \begin{cases} \sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = T_s (\text{或常数}) & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases}$$

(5. 27)

前已指出，在加性高斯白噪声下，为使错误概率最小，就要**使接收滤波器特性与输入信号的频谱共轭匹配**。现在输入信号的频谱为发送滤波器的传输特性 $G_T(\omega)$ 。则由式(5.65)可得接收滤波器的传输特性 $G_R(\omega)$ 为：

$$G_R(\omega) = G_T^*(\omega)e^{-j\omega t_0} \quad (5.73)$$

上式中已经假定 $K=1$ 。

为了讨论问题的方便，可取 $t_0=0$ 。将式（5.72）和式（5.73）结合可得以下方程组：

$$\begin{cases} H(\omega) = G_T(\omega)G_R(\omega) \\ G_R(\omega) = G_T^*(\omega) \end{cases} \quad (5.74)$$

解方程组（5.74）可得

$$|G_R(\omega)| = |G_T(\omega)| = |H(\omega)|^{1/2} \quad (5.75)$$

由于上式没有限定接收滤波器的相位条件，所以可以选择

$$G_R(\omega) = G_T(\omega) = H^{1/2}(\omega) \quad (5.76)$$

由此可知，为了获得最佳基带传输系统，发送滤波器和接收滤波器的传输函数应相同。式（5.6-22）称为发送和接收滤波器的**最佳分配设计**。相应地在理想信道下最佳基带传输系统的结构图如图5-20所示：

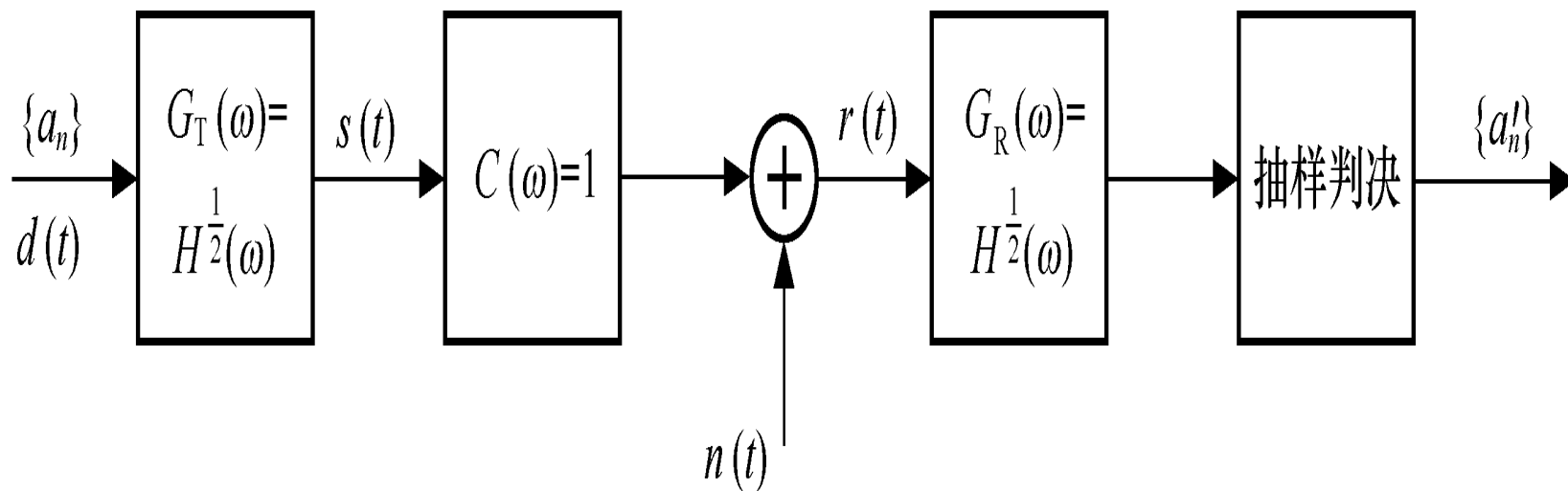


图5-20 理想信道下**最佳基带传输**系统的结构

下面以比较简单的方法分析最佳基带系统的抗噪声性能，即导出最佳传输时误码率 P_e 的计算公式。

当信道噪声是均值为零、双边功率谱密度为 $n_0/2$ 的高斯白噪声时，由于接收滤波器是线性系统，故输出噪声仍为高斯分布，其均值为零，方差为：

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G_R(\omega)|^2 \frac{n_0}{2} d\omega = \frac{n_0}{2} E \quad (5.77)$$

式中

$$E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G_R(\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G_T(\omega)|^2 d\omega$$

由式 (5.6-17n) 知, 匹配滤波器在抽样时刻 $t_0=T$ 时, 有最大的输出信号值 A_0 , 即

$$s_0(T) = A_0 = E$$

对双极性基带信号, 在发“1”和发“0”等概率时, 其信号的平均功率为:

$$S = A_0^2 = E^2$$

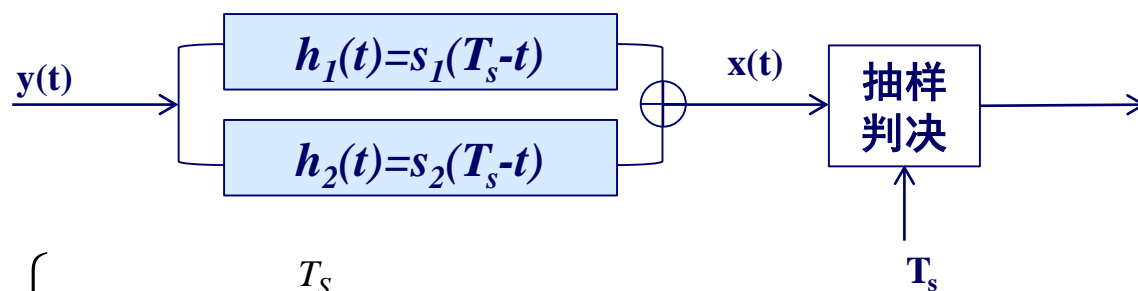
则

$$r_{\text{双}} = \frac{A_0^2}{\sigma_n^2} = \frac{E^2}{\frac{n_0}{2} E} = \frac{2E}{n_0} \quad (5.78)$$

将式 (5.78) 代入式 (5.74) 得

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r_{\text{双}}}{2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{n_0}}\right)$$

5.6.3 二元系统基于匹配滤波器的最佳接收性能



$$s_o(T_S) = \begin{cases} s_{o1}(T_S) = \int_0^{T_S} s_1(t) \cdot [s_1(t) - s_2(t)] dt = E_1 - \rho_{12} \sqrt{E_1 E_2}, \\ s_{o2}(T_S) = \int_0^{T_S} s_2(t) \cdot [s_1(t) - s_2(t)] dt = \rho_{12} \sqrt{E_1 E_2} - E_2, \end{cases}$$

$$n_o(T_S) = \int_0^{T_S} n(t) \cdot [s_1(t) - s_2(t)] dt$$

概率密度函数

$$x(T_S) = \begin{cases} x_1(T_S) = s_{01}(T_S) + n_0(T_S), & \text{分布为: } N[E(1-\rho_{12}), \sigma_0^2] \\ x_2(T_S) = s_{02}(T_S) + n_0(T_S), & \text{分布为: } N[E(\rho_{12}-1), \sigma_0^2] \end{cases}$$

其中:

$$n_o(T_S) = \int_0^{T_S} n(t) \cdot [s_1(t) - s_2(t)] dt$$

$$\sigma_0^2 = E[n_0^2(T_S)] = n_0 E(1 - \rho_{12})$$

二个不同样本： $s_1(t)$ ； $s_2(t)$ ，等概，

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_1 + E_2 - 2\rho_{12}\sqrt{E_1 E_2}}{4n_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E(1 - \rho_{12})}{2n_0}} \right)$$

①单极性、②双极性、③一般正交码

最佳接收的性能由信道性能和样本能量决定，
在功率受限信道传输时，延长码持续时间，
是提高系统性能的有效途径。

①单极性NRZ ($E_1=A^2T_s$, $E_2=0$, $\rho_{12}=0$)

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_1}{4n_0}} \right)$$

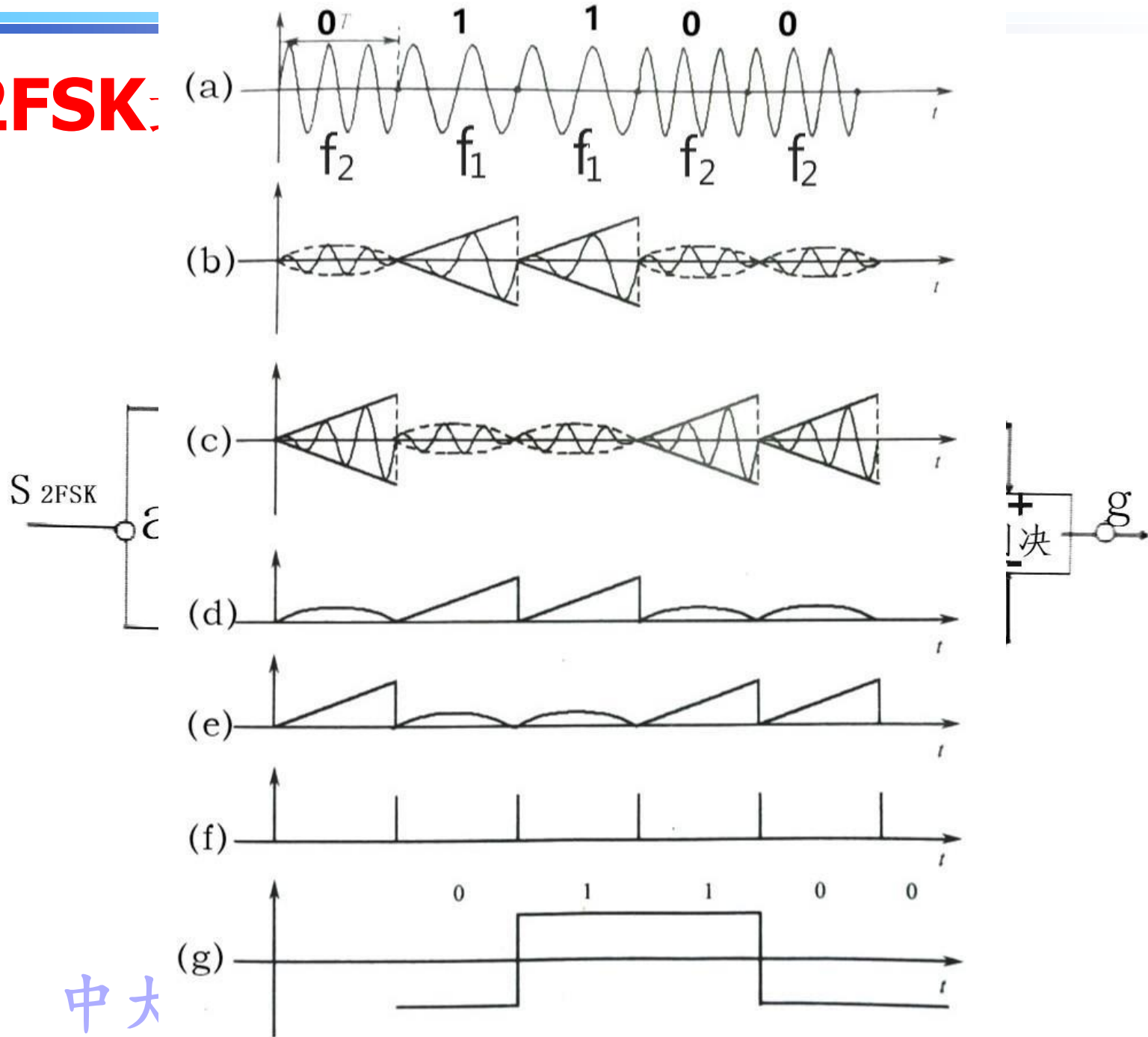
②双极性NRZ ($E_1=A^2T_s$, $E_2=-E$, $\rho_{12}=-1$)

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_1}{n_0}} \right)$$

③一般正交码 ($E_1=E_2=E$, $\rho_{12}=0$)

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_1}{2n_0}} \right)$$

2FSK



小复习

最佳接收理论

- 某一准则下的“最佳”

最佳输出信噪比准则

- 匹配滤波器
- 最佳分配设计
- 二元系统的最佳接收性能

另

2. 推导了最小均方误差、最小错误接收概率和最大后验接收概率的判决准则；
3. 给出其相应的最佳接收机模型结构；
4. 通过推导过程说明各个接收准则的相互转换及其转换条件。

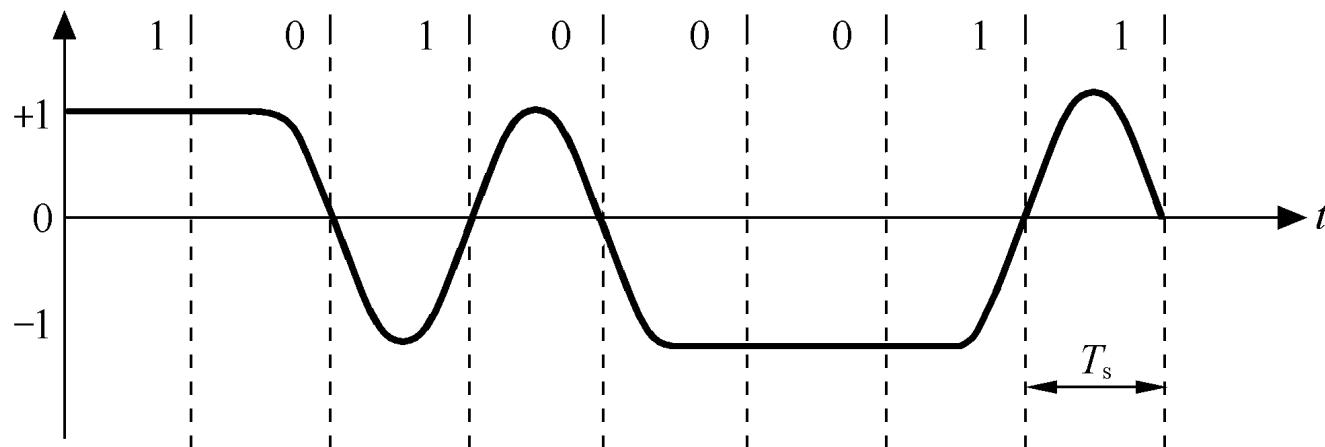
准则名称	准则形式	准则演变形式	演变条件
最小均方误差	$\begin{cases} \overline{\varepsilon_1^2(t)} < \overline{\varepsilon_2^2(t)} \Rightarrow s_1 \\ \overline{\varepsilon_1^2(t)} > \overline{\varepsilon_2^2(t)} \Rightarrow s_2 \end{cases}$	$\begin{cases} \int_0^{T_B} s(t)s_1(t)dt > \int_0^{T_B} s(t)s_2(t)dt \Rightarrow s_1 \\ \int_0^{T_B} s(t)s_1(t)dt < \int_0^{T_B} s(t)s_2(t)dt \Rightarrow s_2 \end{cases}$	无
最小错误概率	$\begin{cases} x > V_T \text{ 或 } \lambda_x > \lambda_B \Rightarrow s_1 \\ x < V_T \text{ 或 } \lambda_x < \lambda_B \Rightarrow s_2 \end{cases}$	$\begin{cases} \int_0^{T_B} x(t)s_1(t)dt > \int_0^{T_B} x(t)s_2(t)dt \Rightarrow s_1 \\ \int_0^{T_B} x(t)s_2(t)dt < \int_0^{T_B} x(t)s_1(t)dt \Rightarrow s_2 \end{cases}$	零均值高斯白噪声
最大后验概率	$\begin{cases} f(s_1/x) > f(s_2/x) \Rightarrow s_1 \\ f(s_1/x) < f(s_2/x) \Rightarrow s_2 \end{cases}$	$\begin{cases} \lambda(x) > \lambda_B \Rightarrow s_1 \\ \lambda(x) < \lambda_B \Rightarrow s_2 \end{cases}$	无

5.7 眼图

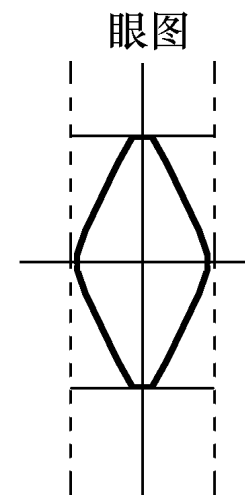
实际应用的基带系统，由于滤波器性能不可能设计得完全符合要求，**噪声**又总是存在，另外**信道特性常常也不稳定**等原因，故其传输性能不可能完全符合理想情况，有时会相距甚远。因而计算由于这些因素所引起的误码率非常困难，甚至得不到一种合适的定量分析方法。

为了衡量数字基带传输系统性能的优劣，在实验室中，通常用示波器观察接收信号波形的方法来分析码间串扰和噪声对系统性能的影响，这就是**眼图分析法**。

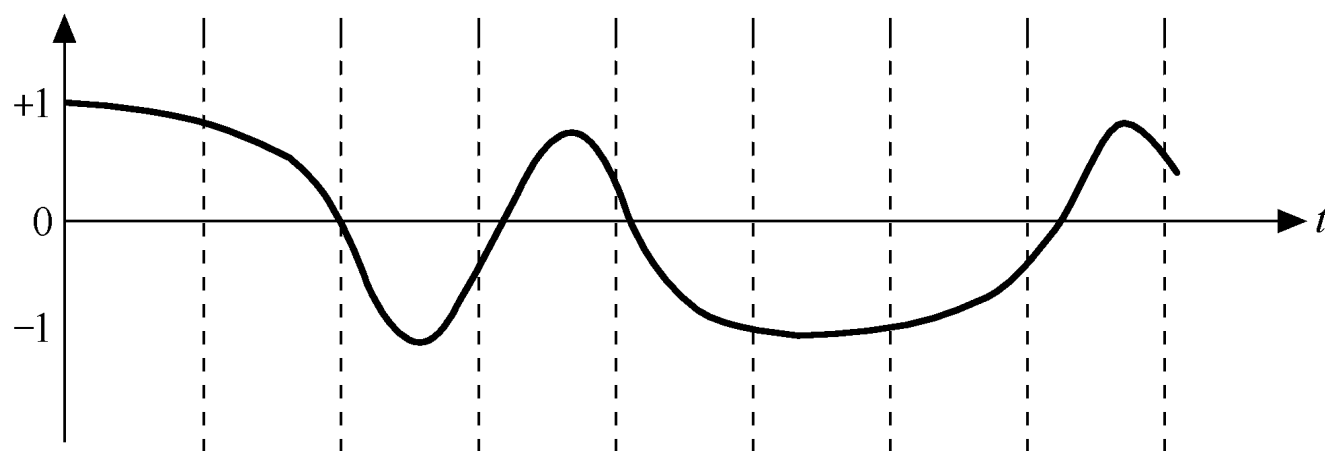
观察眼图的**方法**是：用一个示波器跨接在接收滤波器的输出端，然后调整示波器扫描周期，使示波器水平扫描周期与接收码元的周期同步，这时示波器屏幕上看到的图形很像人的眼睛，故称为“**眼图**”。



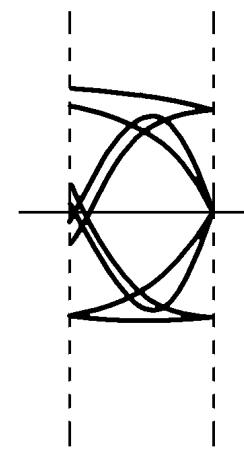
(a)



(b)



(c)



(d)

图5-21 基带信号波形及眼图
中大光信息

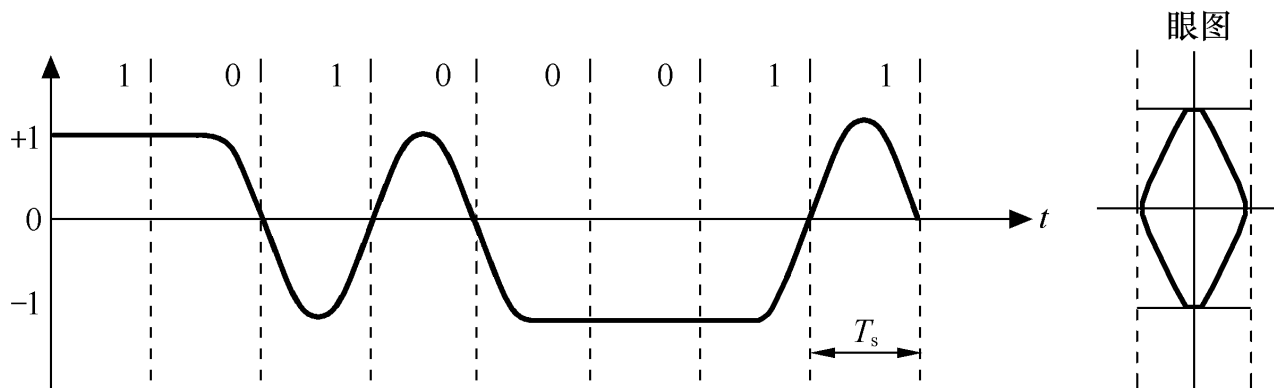
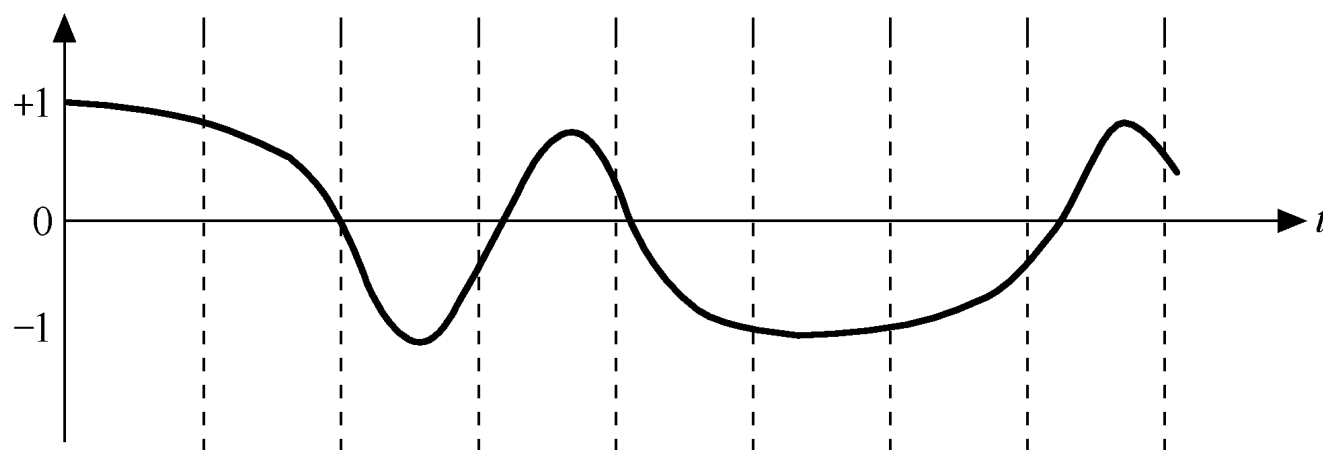
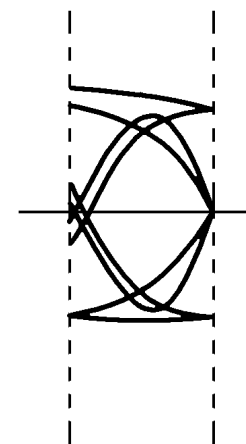


图5-21 (a) 是接收滤波器输出的**无码间串扰**的二进制双极性基带波形，用示波器观察它，并将示波器扫描周期调整到码元周期，由于示波器的余辉作用，**扫描所得的每一个码元波形将重叠在一起**，示波器屏幕上显示的是一只睁开的迹线细而清晰的大“眼睛”如图5-21 (b) 所示。

图5-21 (c) 是**有码间串扰**的双极性基带波形，由于存在码间串扰，此波形已经失真，示波器的扫描迹线就不完全重合，于是形成的眼图线迹杂乱，“眼睛”张开得较小，且眼图不端正。



(c)



(d)

当存在噪声时，噪声叠加在信号上，因而眼图的线迹更不清晰，于是“眼睛”张开就更小。

不过，应该注意，从图形上并不能观察到随机噪声的全部形态，例如出现机会少的大幅度噪声，由于它在示波器上一晃而过，因而用人眼是观察不到的。所以，在示波器上只能大致估计噪声的强弱。

可见，^①从“眼图”上可以观察出**码间串扰**和**噪声**的影响，从而估计系统优劣程度。另外也可以用此图形对接收滤波器的特性加以调整，以减小码间串扰和改善系统的传输性能。

为了进一步说明眼图和系统性能之间的关系，我们把眼图简化为一个模型，如图5-22所示。由该图可以获得以下信息：

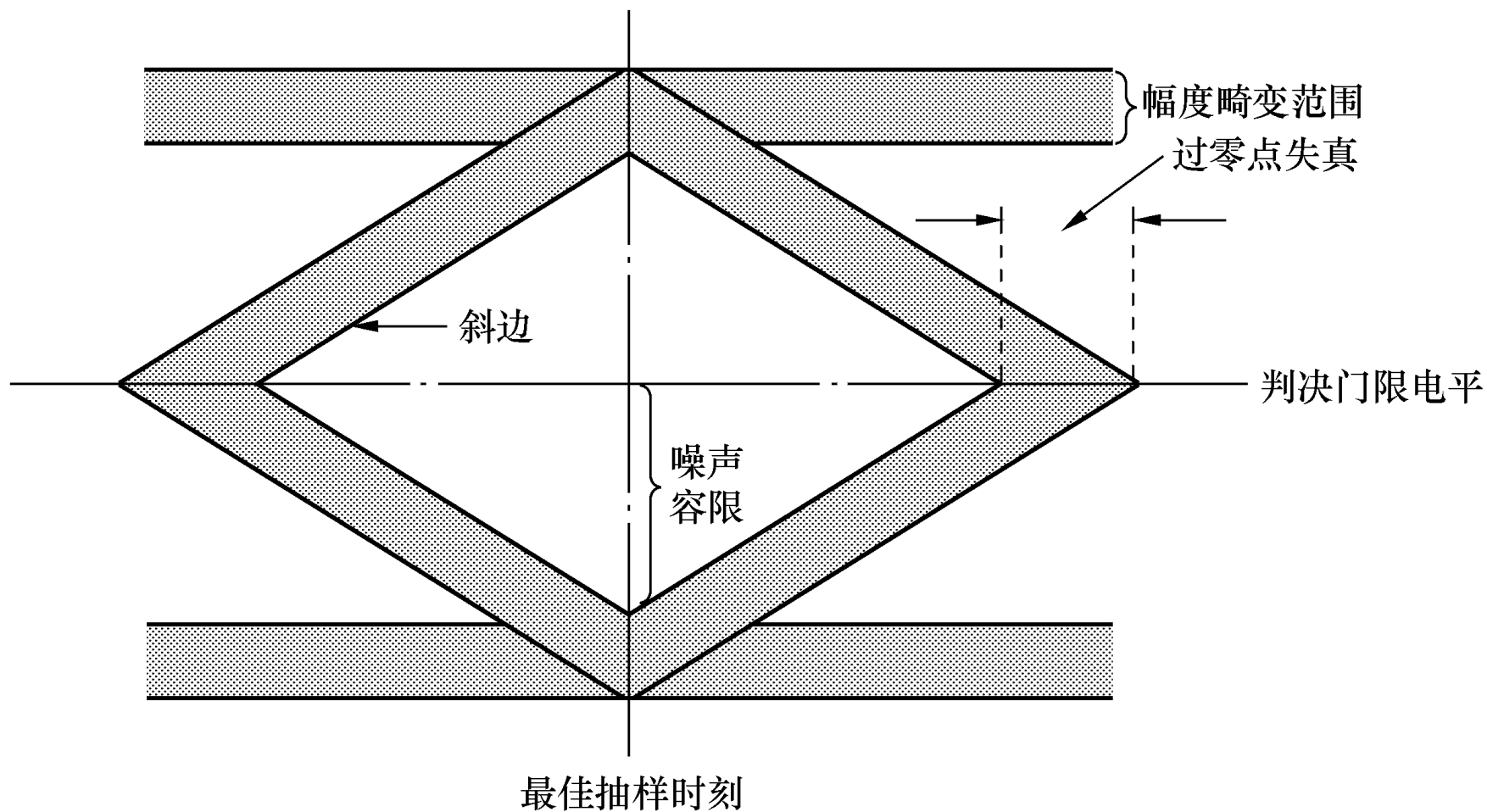


图5-22 眼图模型

- (1) **最佳抽样时刻**应是“眼睛”张开最大的时刻；
- (2) 眼图斜边的**斜率**决定了系统对抽样定时误差的**灵敏程度**；斜率越大，对定时误差越灵敏；
- (3) 眼图的阴影区的垂直高度表示信号的**畸变范围**；
- (4) 眼图中央的横轴位置对应于**判决门限电平**；

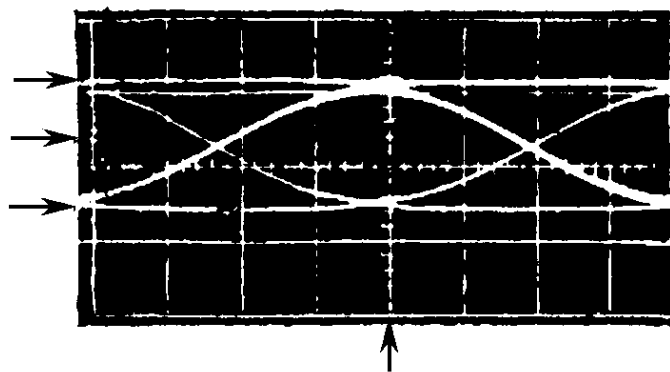
(5) **过零点失真**为压在横轴上的阴影长度，有些接收机的定时标准是由经过判决门限点的平均位置决定的，所以过零点失真越大，对**定时**标准的提取越不利。

(6) 抽样时刻上、下两阴影区的间隔距离之半为**噪声容限**，噪声瞬时值超过它就可能发生错误判决；

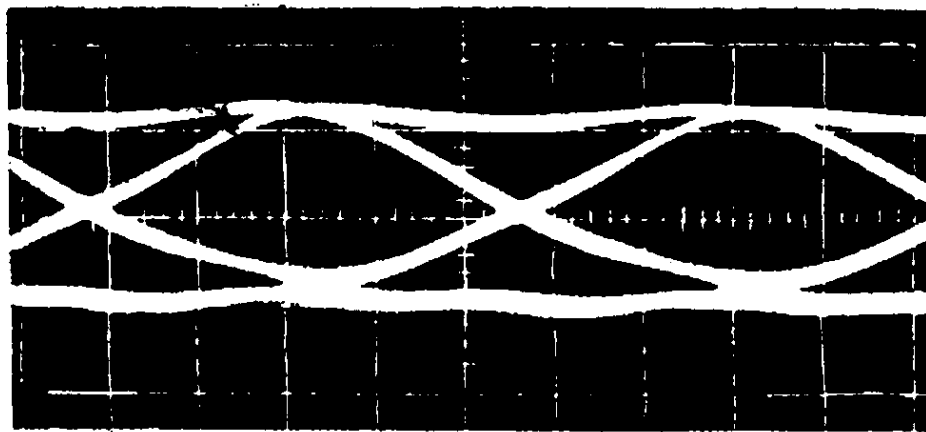
以上分析的眼图是信号为二进制脉冲时所得到的。

如果基带信号为多进制脉冲时，所得到的应是多层次的眼图，可以类比。

眼图照片



(a)



(b)

- 图(a)是在几乎无噪声和无码间干扰下得到的,
- 图(b)则是在一定噪声和码间干扰下得到的。

眼图定义

眼图包含丰富的信息，体现了数字信号整体的特征，能够很好的评估数字信号的品质，因而眼图分析是高速互连系统信号完整性分析的核心。

眼图是一系列数字信号在示波器上累积而显示的图形，如下页图所示。英文定义如下：

EYE Pattern/Diagram: An oscilloscope display of synchronized pseudo-random digital data (signal amplitude versus time), showing the superposition of accumulated output waveforms.

（此部分关于眼图：摘自泰克PPT）

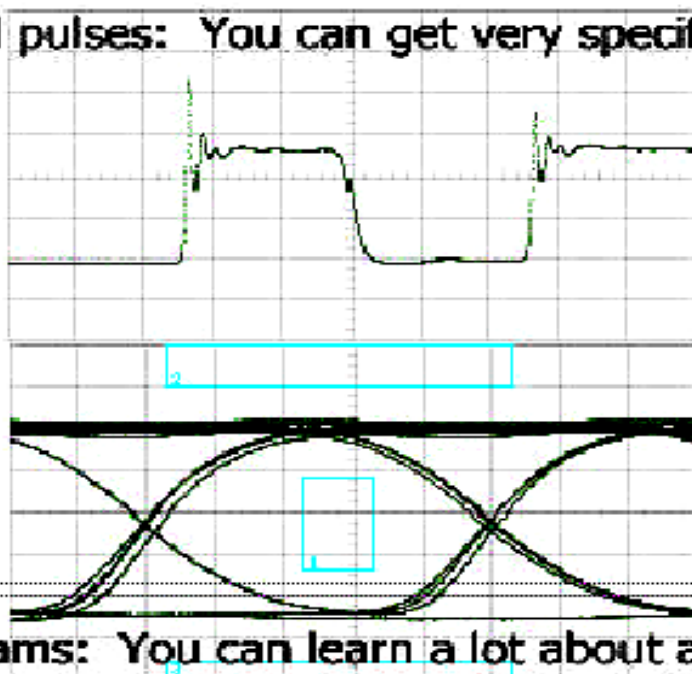
中大光信息

一般信号与眼图的区别

如图所示，示波器测量的一般的信号是一些位或某一段时间的波形，更多的反映的是细节信息。

而眼图则反映的是链路上传输的所有数字信号的整体特征。

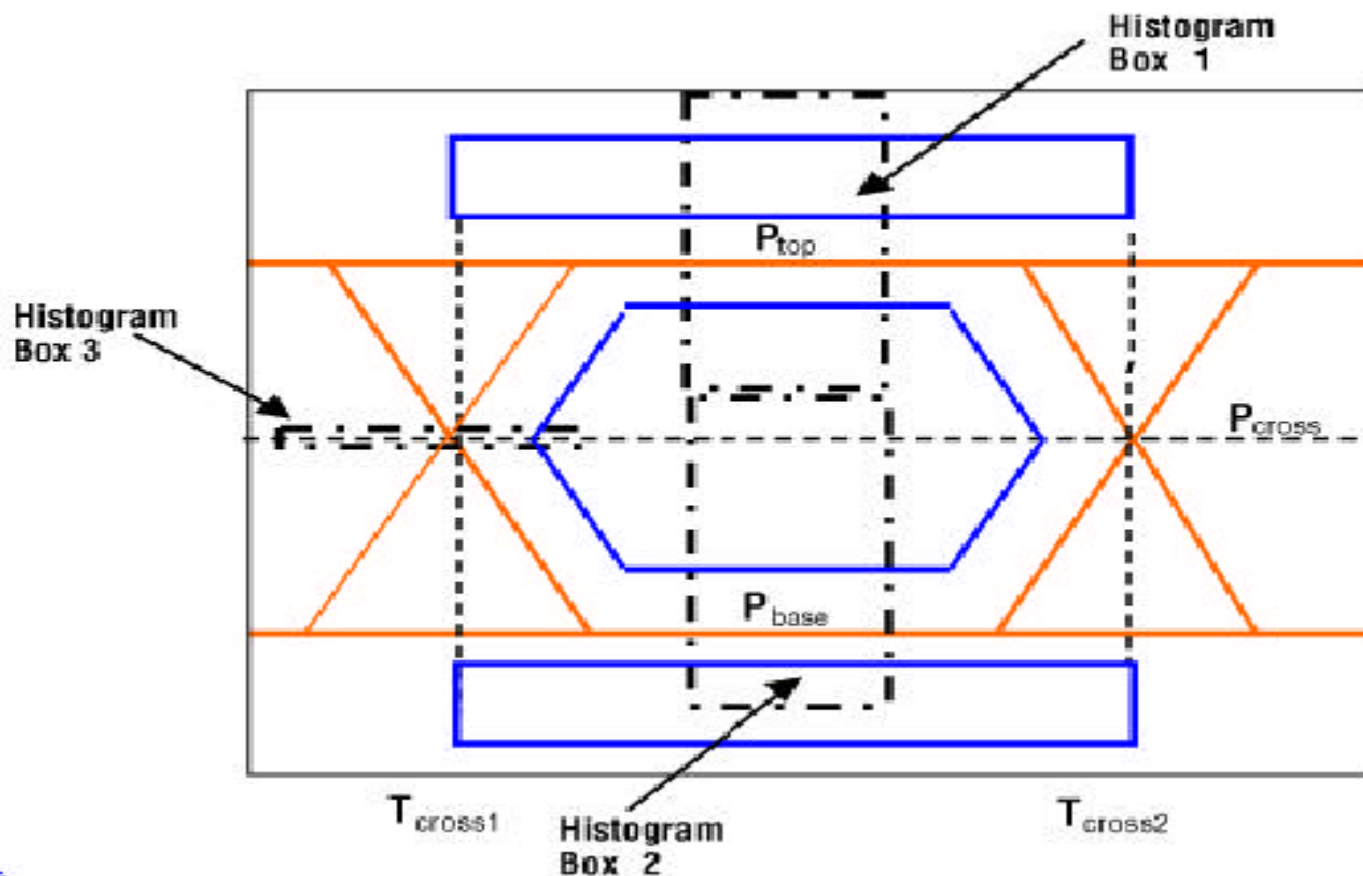
Analyzing individual pulses: You can get very specific about a few bits



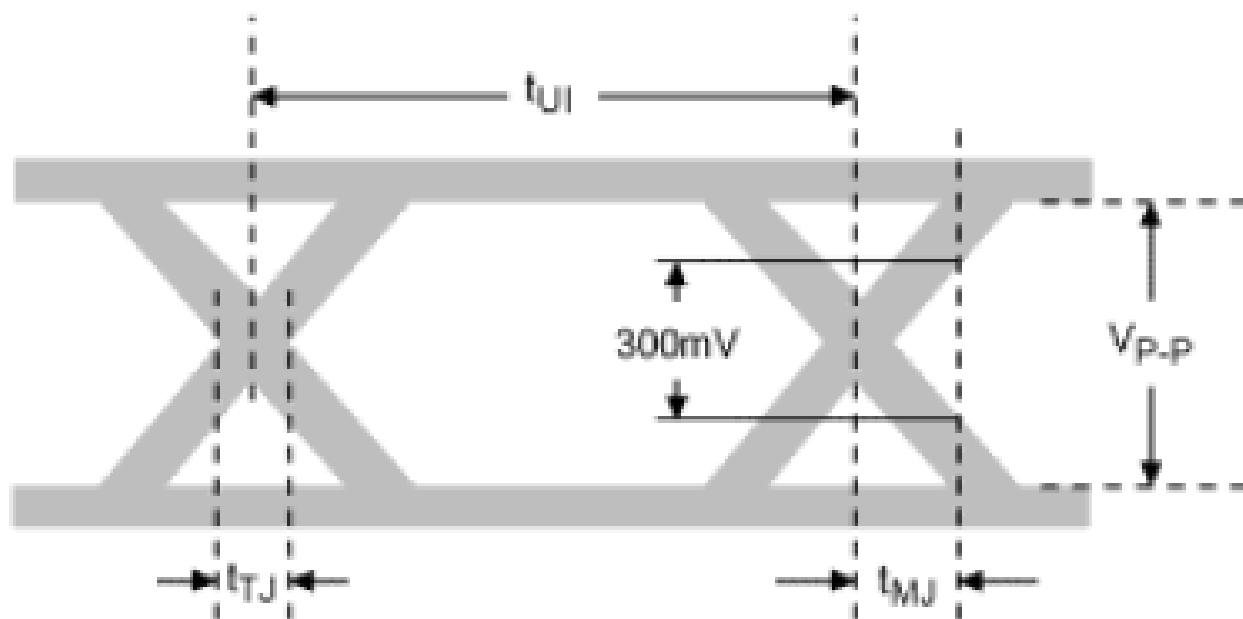
Analyzing eye diagrams: You can learn a lot about all the sampled data

眼图特征定义

如下图中所示，眼图特征定义是采用统计的方式。

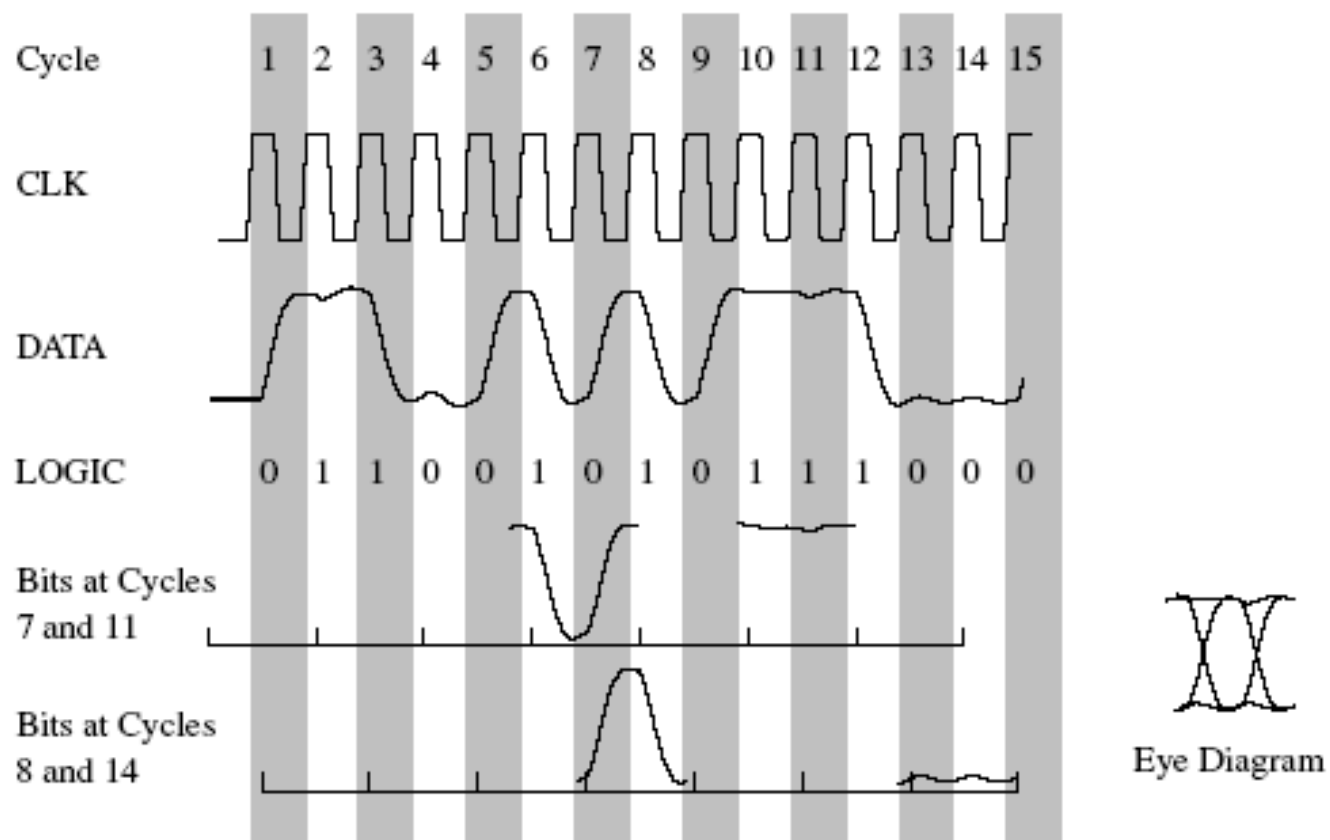


眼图特征定义

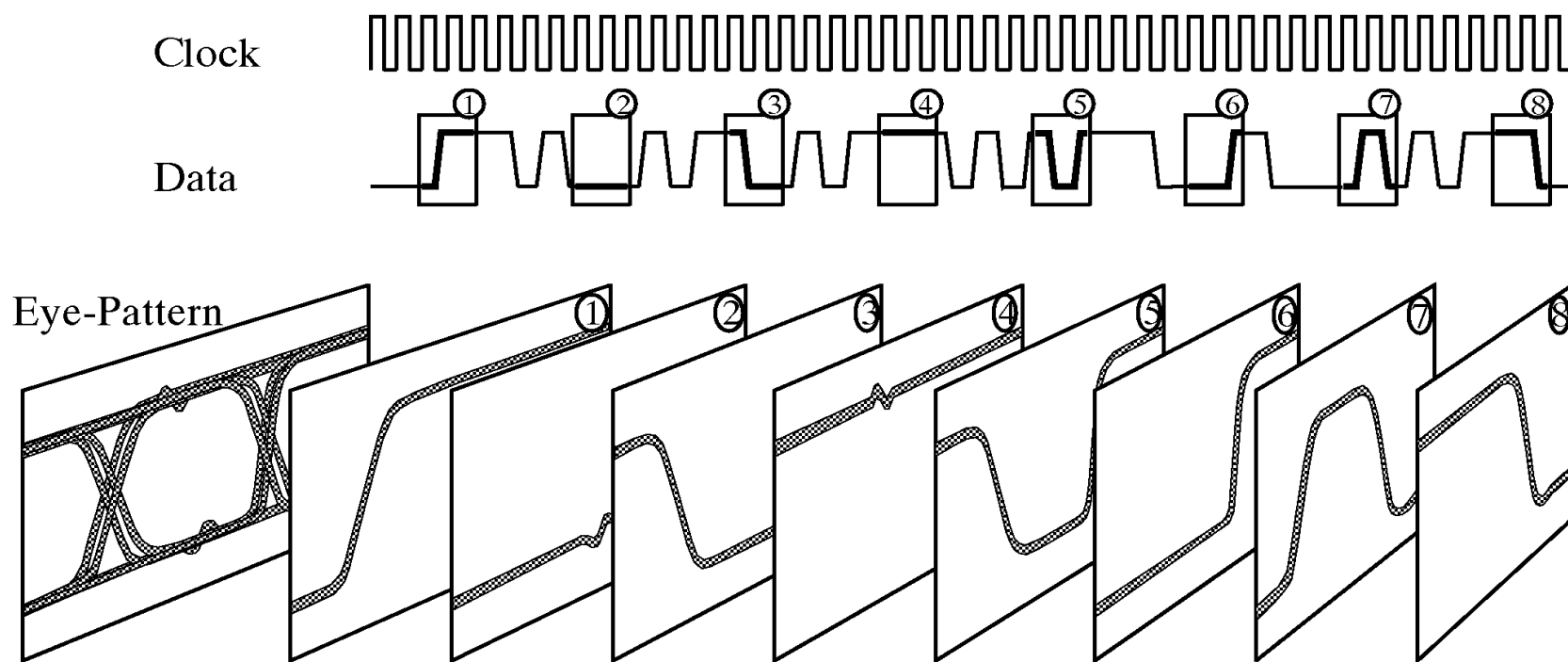


t_{TJ} : Total Jitter
 t_{MJ} : Marginal Jitter
 t_{UI} : Symbol Duration
 V_{P-P} : Differential Peak to Peak Voltage

眼图形成示意



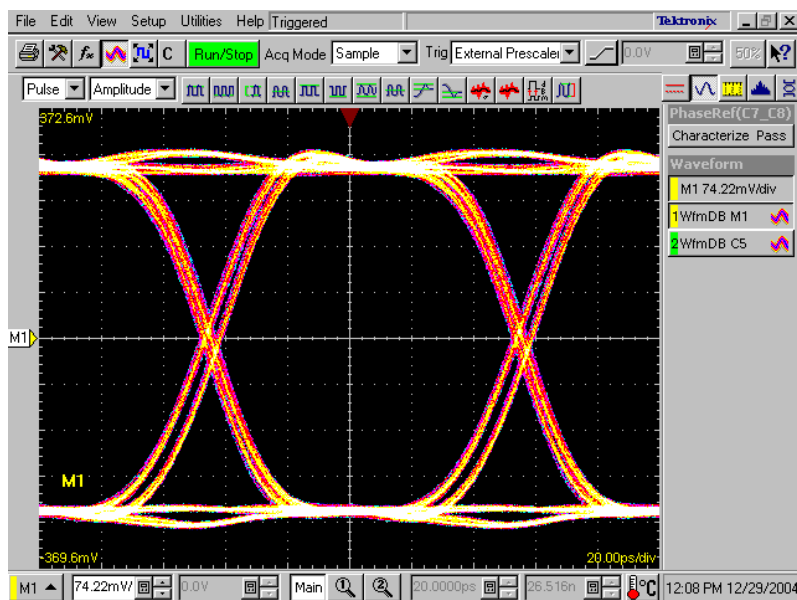
眼图在示波器上的形成



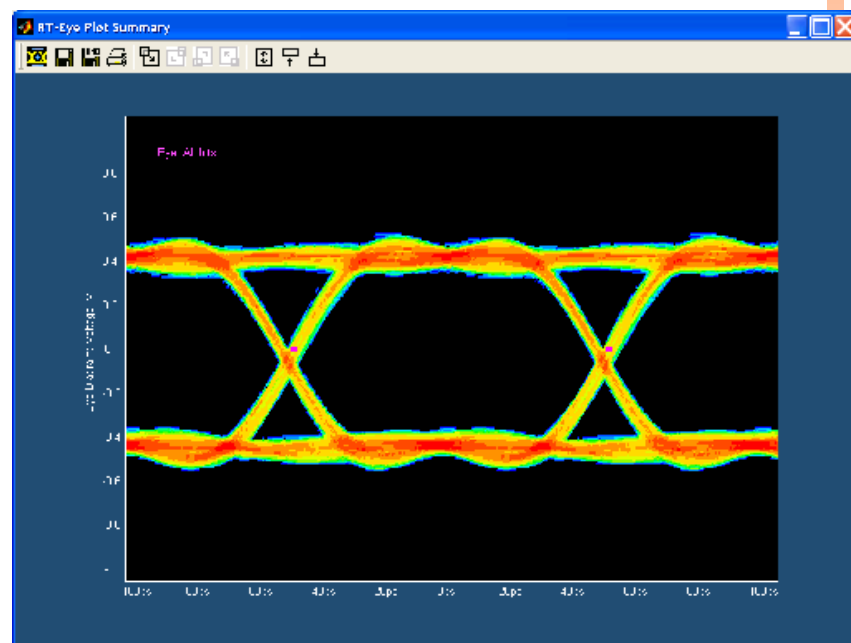
眼图的CLK

采样示波器的**CLK**通常可能是用户提供的时钟,恢复时钟,或者与数据信号本身同步的码同步信号.

实时示波器通过一次触发完成所有数据的采样,不需附加的同步信号和触发信号.通常通过软件PLL方法恢复时钟.Tektronix RT-Eye软件即使用此方法.

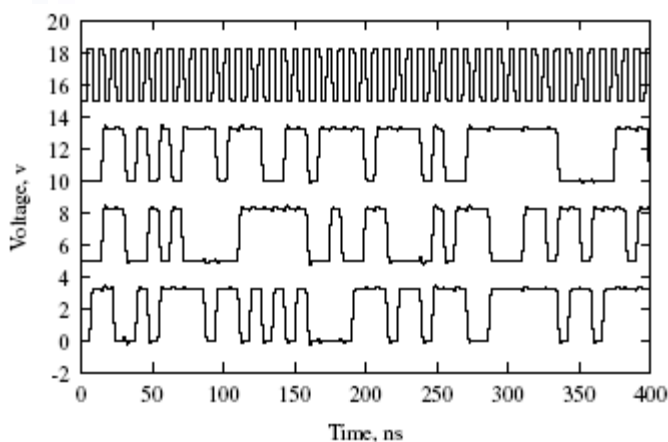


TDS8200 ET Scope (20GHz 80E03)

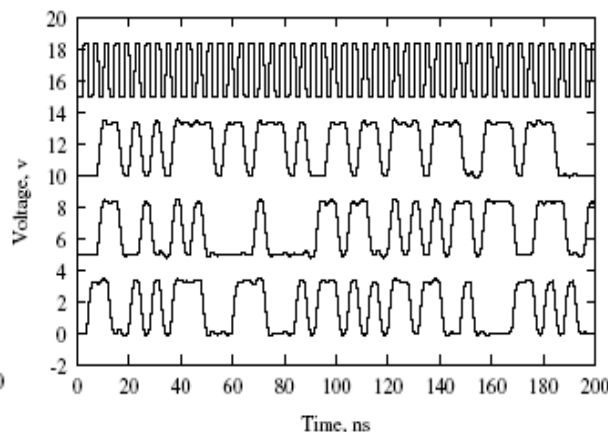


TDS6154C RT w. DSP

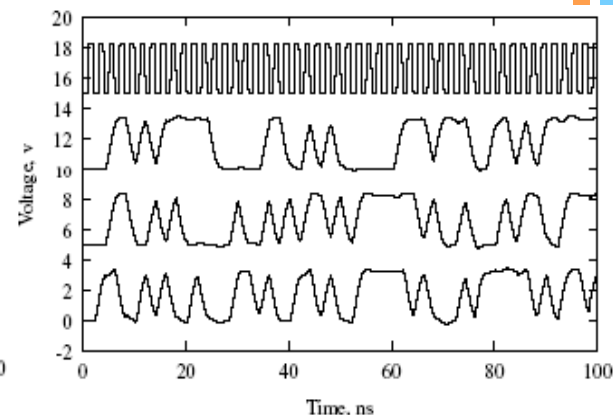
眼图与CLK——时钟速率提高,眼图质量下降



125M CLK



250M CLK

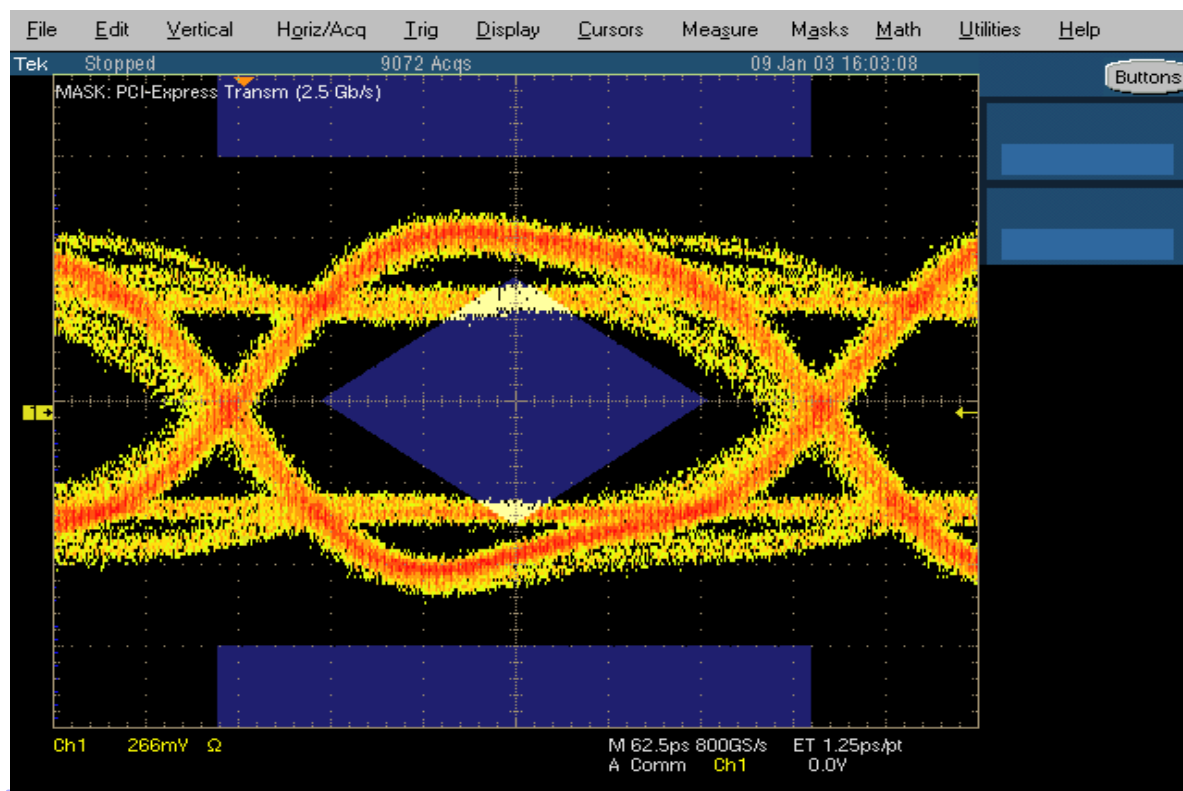


500M CLK

示波器上的眼图

提供串行总线数据的丰富信息:通过比较发送端和接收端的眼图质量
可以分析出信号传输的问题

眼高, 眼底, 眼宽
上升时间
下降时间
模板测试



眼图与系统速率

水平时域上关联因素

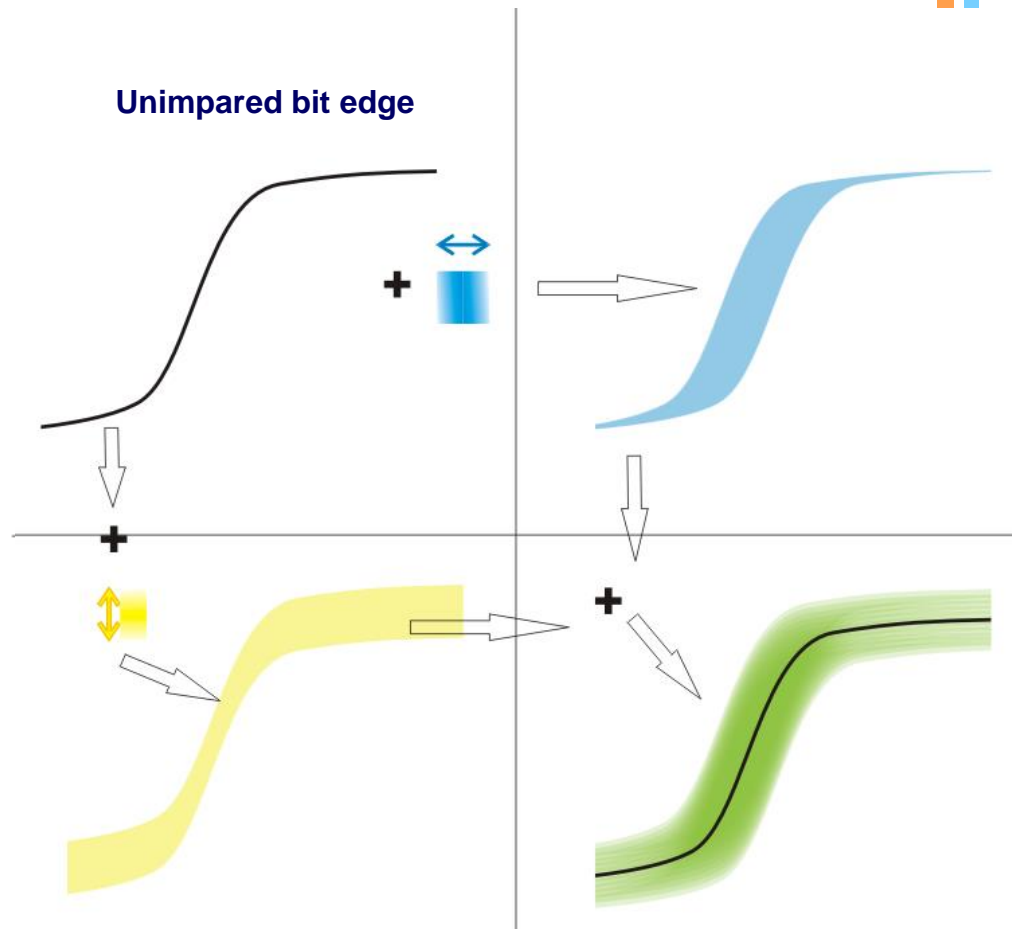
Transition (rise) time

Aperture time

Timing uncertainty, skew and jitter

垂直域

幅度损耗和噪声



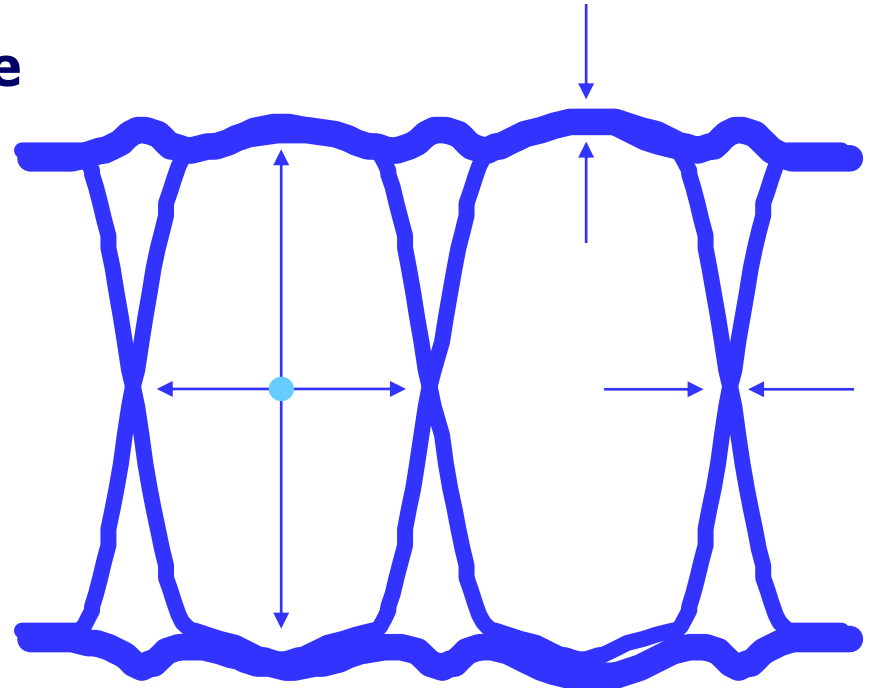
眼图和传输质量

Larger eye opening means greater tolerance to amplitude and timing variations

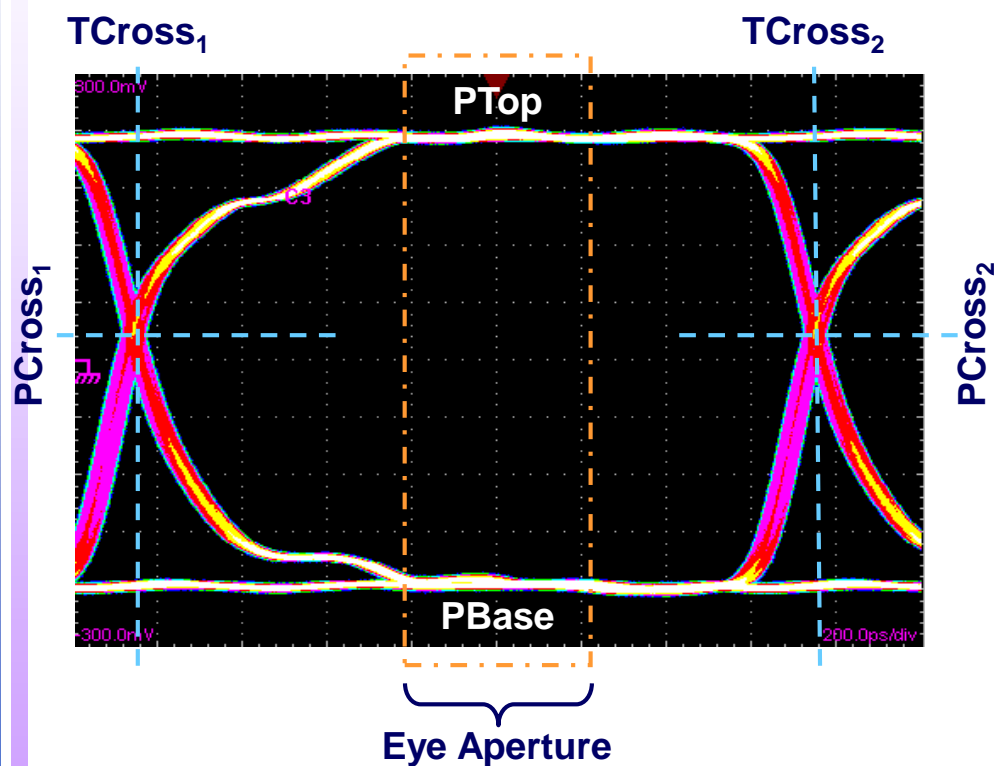
Larger eye opening translates to simpler system design and better reliability

Wider transition region indicates greater jitter and higher bit error rate

Best error rate obtained when decision point is near center of the eye



眼图测量特征量



P Values

$P_{Top_{mean}}$, the mean value of P_{Top}

$P_{Top_{sigma}}$, the standard dev of P_{Top}

$P_{Base_{mean}}$, mean value within aperture

$P_{Base_{sigma}}$, std dev of P_{Base} in aperture

$P_{cross_{mean}}$, vertical mean of crossing pt

T Values

$T_{cross_{mean}}$, horiz mean of crossing pt.

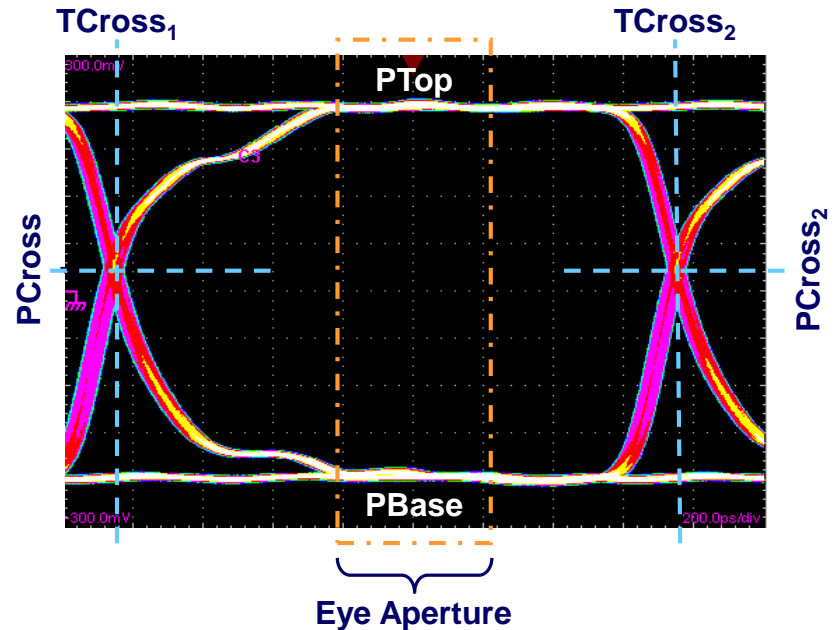
$T_{cross_{sigma}}$, horiz std dev of crossing pt.

$T_{cross_{pk-pk}}$, horiz pk-pk of crossing pt.

The Eye Aperture defaults to the center 20% of the interval from $TCross_1$ to $TCross_2$ but is settable from 0 to 100%

眼图测量特征量

- ▶ Jitter RMS = $\text{TCross1}_{\text{sigma}}$
- ▶ Jitter Pk-Pk = $\text{TCross1}_{\text{pk-pk}}$
- ▶ Extinction Ratio = $\text{PTop}_{\text{mean}} / \text{PBase}_{\text{mean}}$
(ER also in dB and %)
- ▶ Quality Factor = $(\text{PTop}_{\text{mean}} - \text{PBase}_{\text{mean}}) / (\text{PTop}_{\text{sigma}} + \text{PBase}_{\text{sigma}})$
- ▶ Eye Height = $(\text{PTop}_{\text{mean}} - 3 * \text{PTop}_{\text{sigma}}) - (\text{PBase}_{\text{mean}} + 3 * \text{PBase}_{\text{sigma}})$
- ▶ Eye Width = $(\text{TCross2}_{\text{mean}} - 3 * \text{TCross2}_{\text{sigma}}) - (\text{TCross1}_{\text{mean}} + 3 * \text{TCross1}_{\text{sigma}})$
- ▶ Crossing Percent, Duty Cycle Distortion, Noise_{pk-pk}, Noise_{RMS}, SNR



小复习

无码间串扰的抗噪声能力

- 误码率：反比于信噪比

最佳基带传输系统

- 匹配滤波器
 - 频谱共轭匹配；时间反演 ($s(T-t)$)

眼图

- 最佳抽样时刻；斜率；信号畸变；判决门限；误码率；噪声容限等