

《通信原理》

(16 眼图 均衡 部分响应 位同步)

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

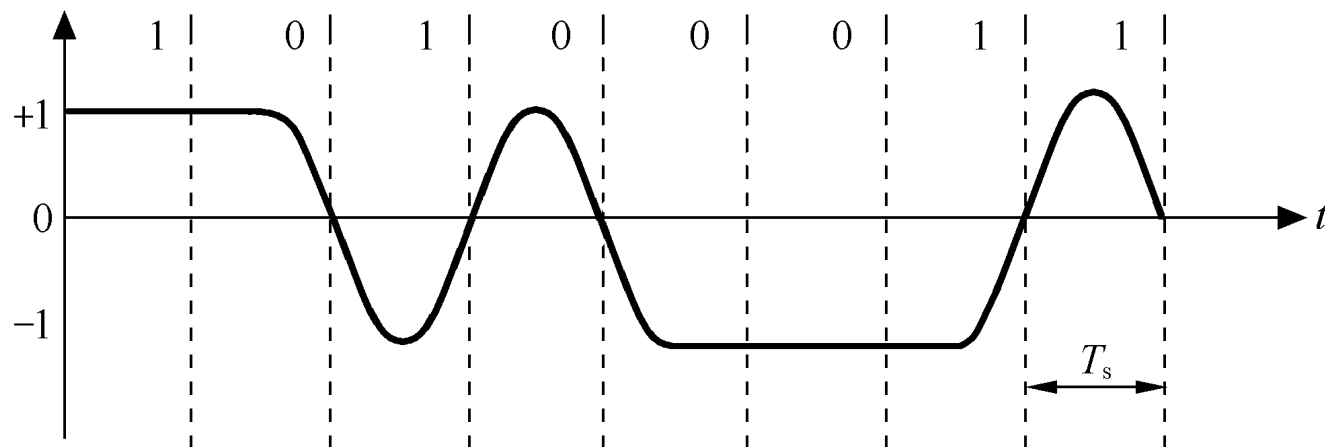
5.9 位同步

5.7 眼图

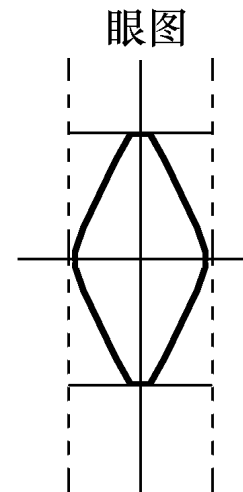
实际应用的基带系统，由于滤波器性能不可能设计得完全符合要求，**噪声**又总是存在，另外**信道特性常常也不稳定**等原因，故其传输性能不可能完全符合理想情况，有时会相距甚远。因而计算由于这些因素所引起的误码率非常困难，甚至得不到一种合适的定量分析方法。

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**。

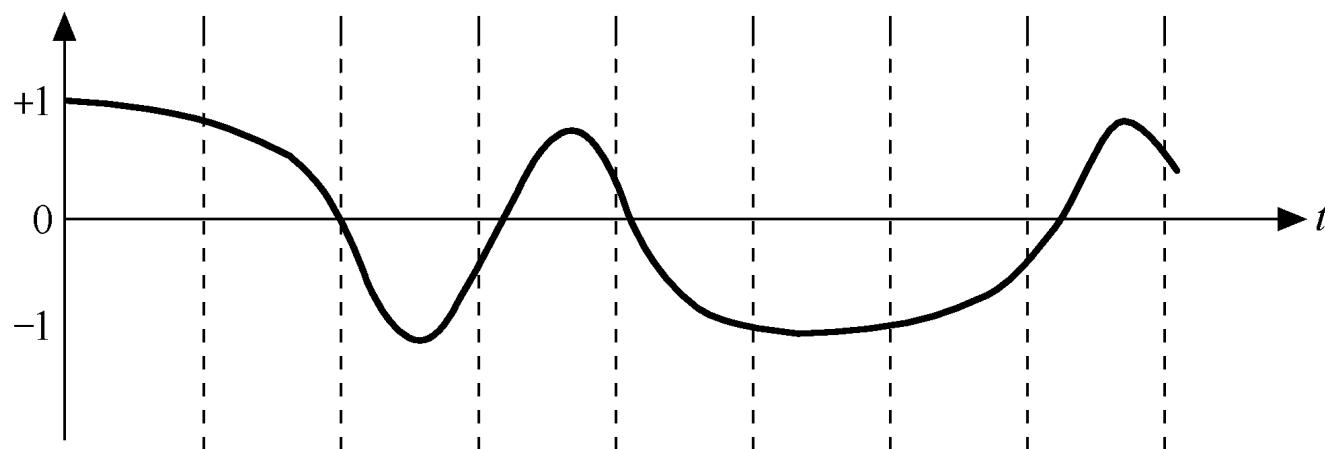
观察眼图的**方法**是：用一个示波器跨接在接收滤波器的输出端，然后调整示波器扫描周期，使示波器水平扫描周期与接收码元的周期同步，这时示波器屏幕上看到的图形很像人的眼睛，故称为“**眼图**”。



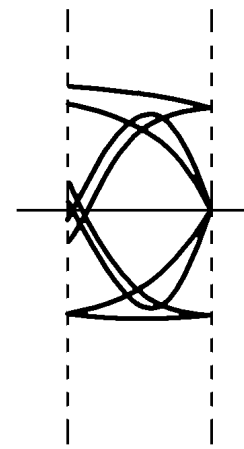
(a)



(b)



(c)



(d)

图5-21 基带信号波形及眼图
中大光信息

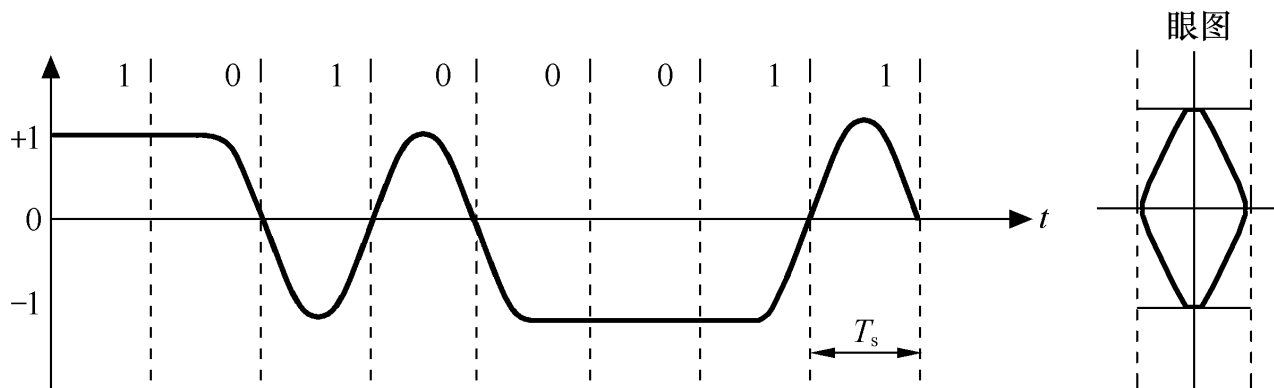
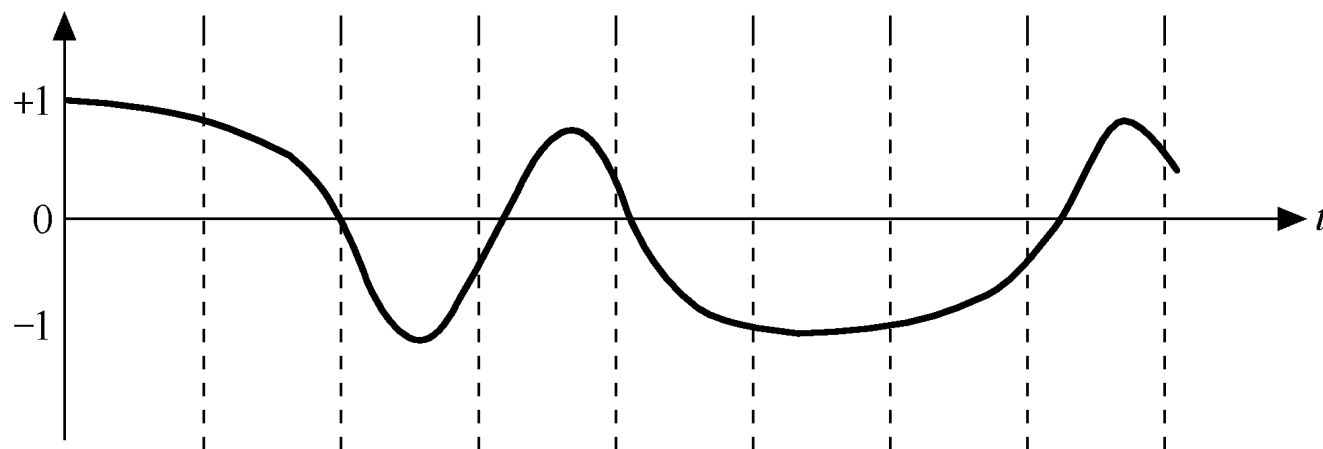
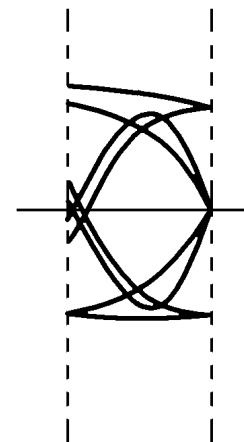


图5-21 (a) 是接收滤波器输出的**无码间串扰**的二进制双极性基带波形，用示波器观察它，并将示波器扫描周期调整到码元周期，由于示波器的余辉作用，**扫描所得的每一个码元波形将重叠在一起**，示波器屏幕上显示的是一只睁开的迹线细而清晰的大“眼睛”如图5-21 (b) 所示。

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：

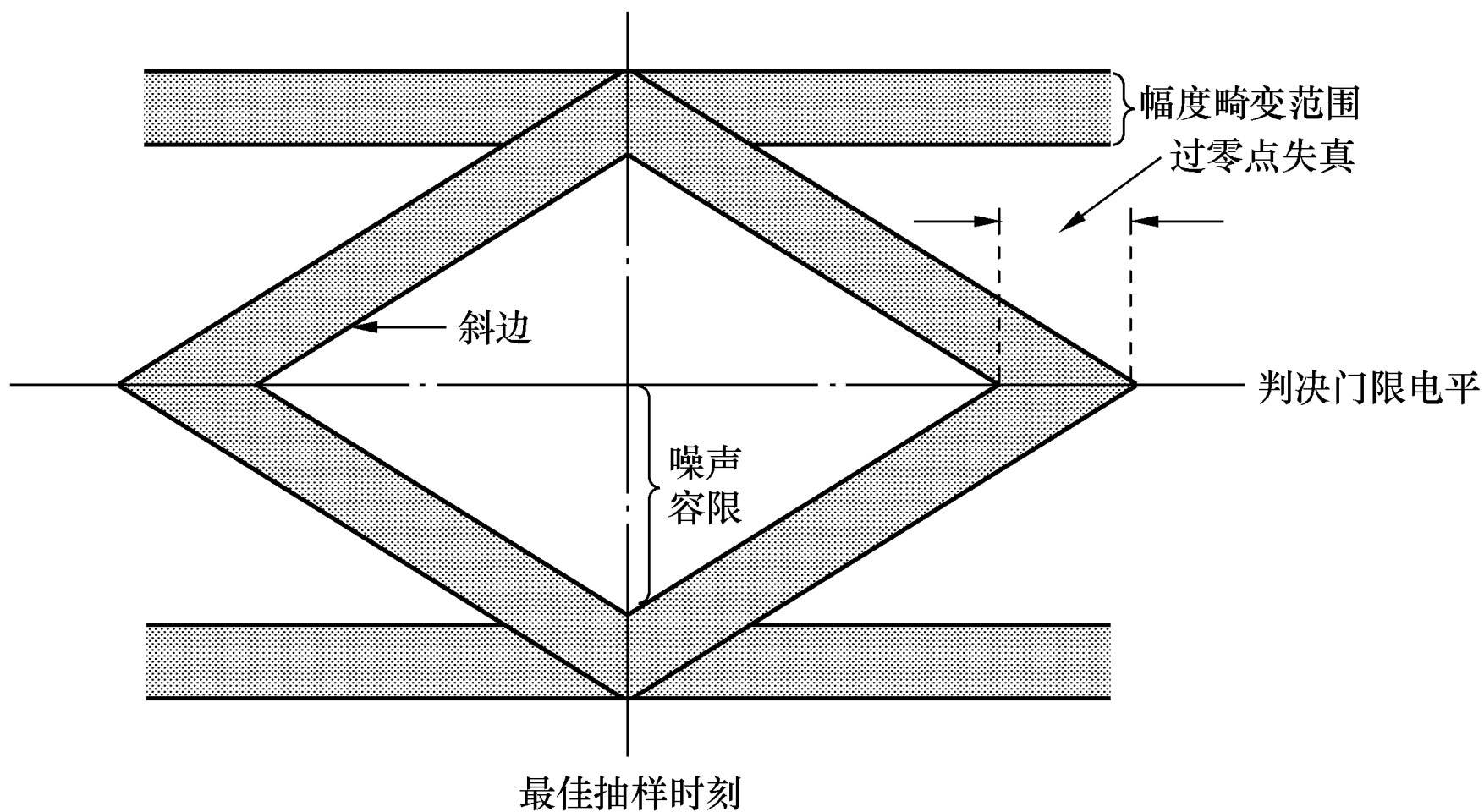


图5-22 眼图模型

- (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**；

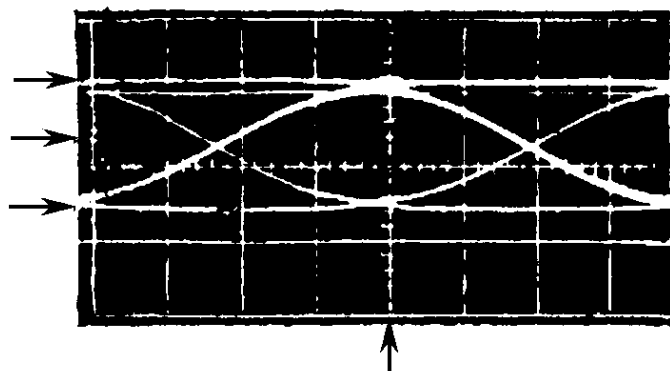
(5) **过零点失真**为压在横轴上的阴影长度，有些接收机的定时标准是由经过判决门限点的平均位置决定的，所以过零点失真越大，对**定时**标准的提取越不利。

(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；

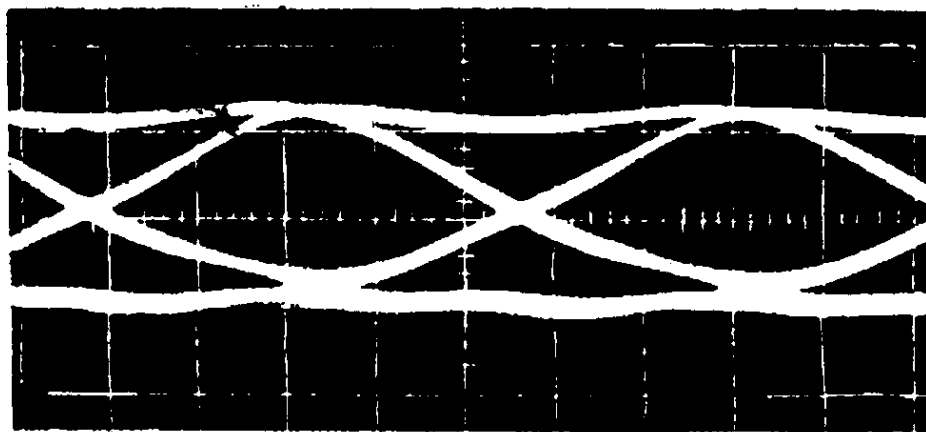
以上分析的眼图是信号为二进制脉冲时所得到的。

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）

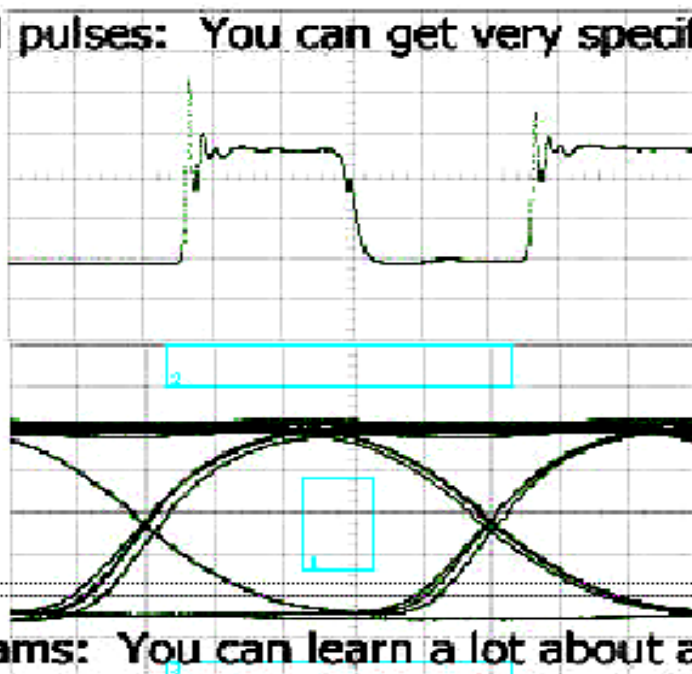
中大光信息

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。

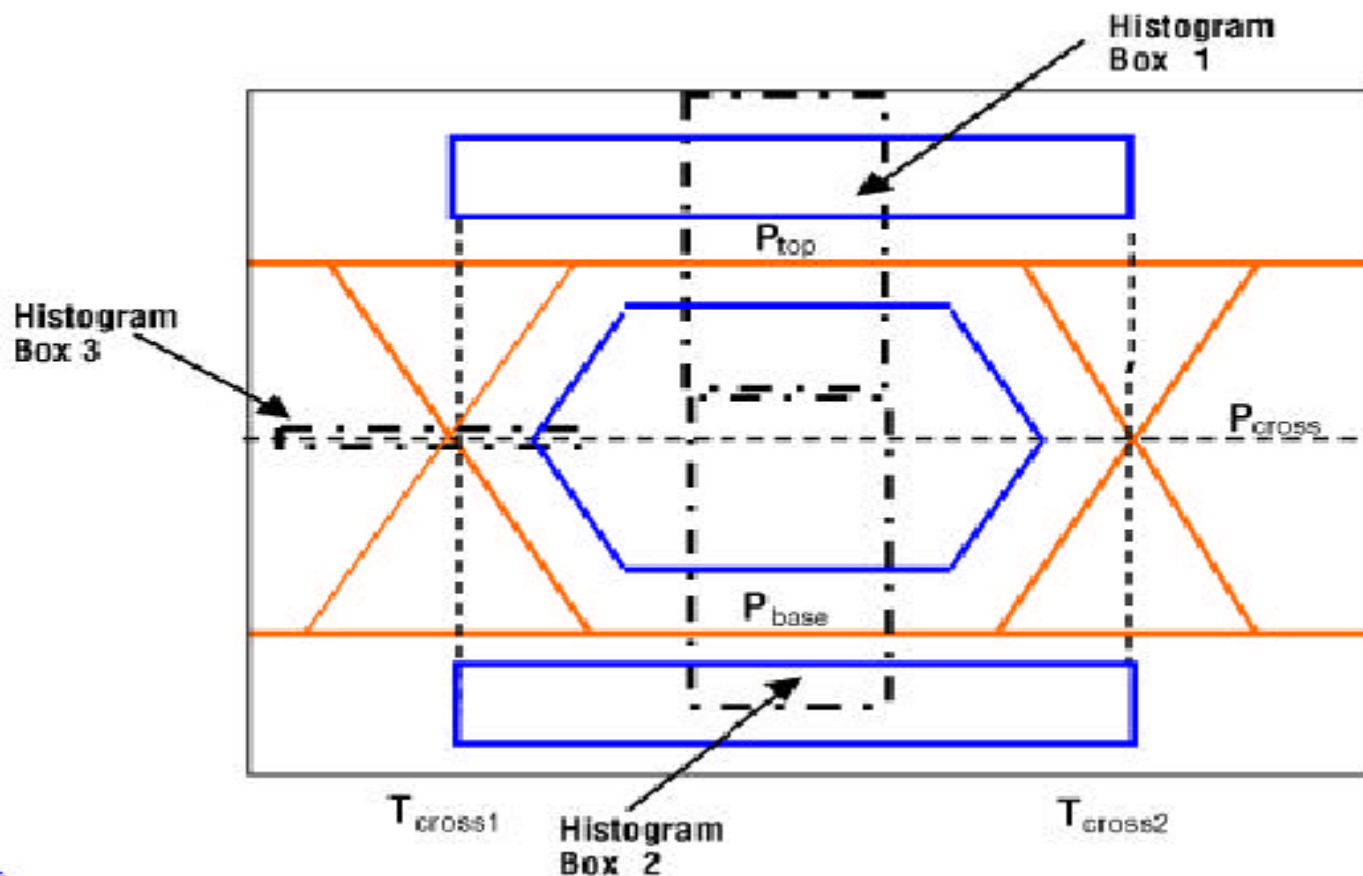
Analyzing individual pulses: You can get very specific about a few bits



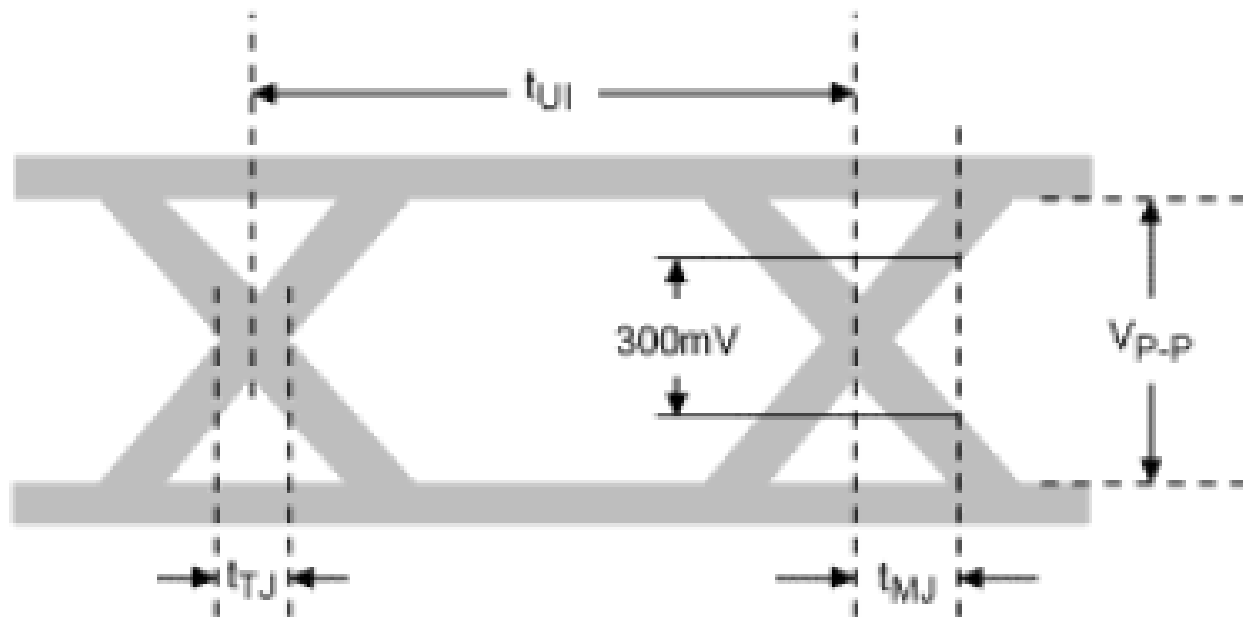
Analyzing eye diagrams: You can learn a lot about all the sampled data

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。

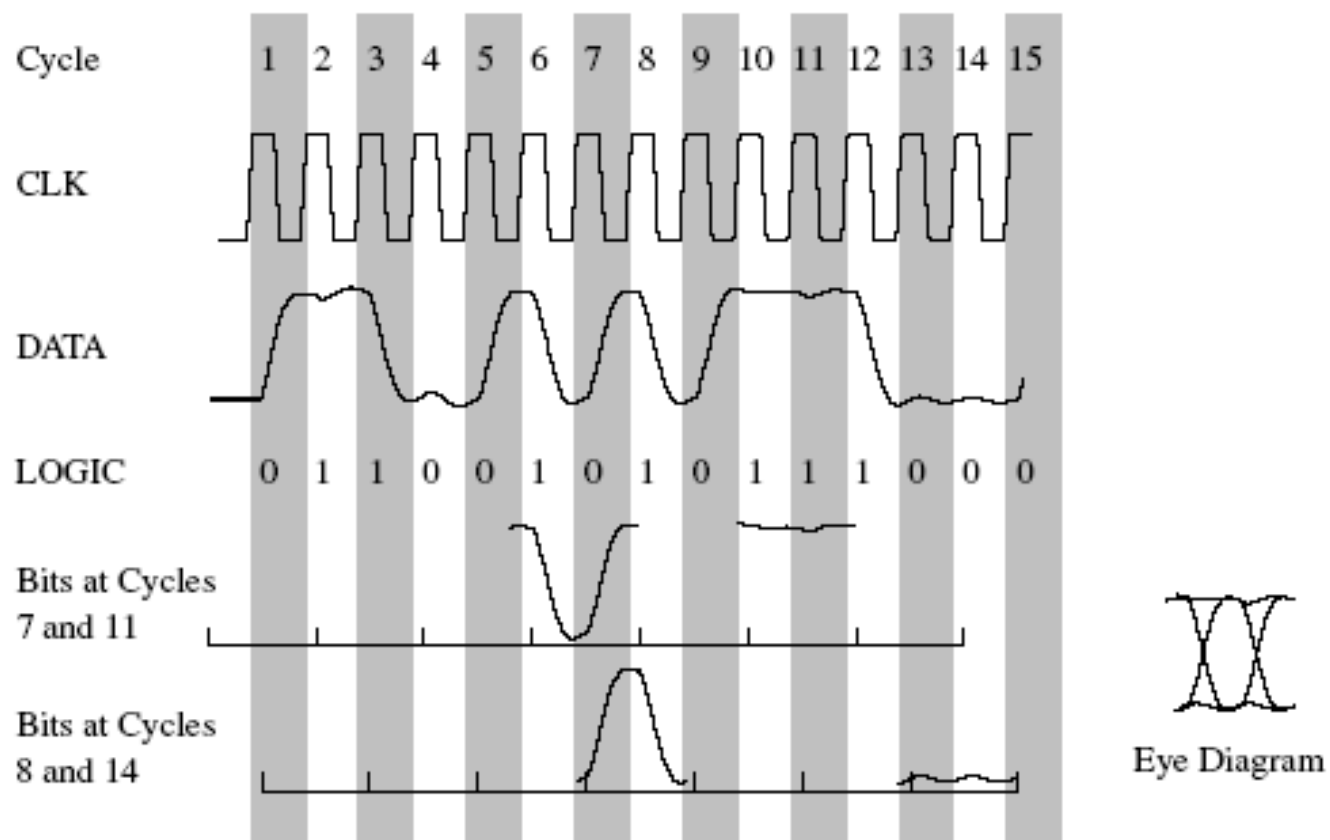


眼图特征定义

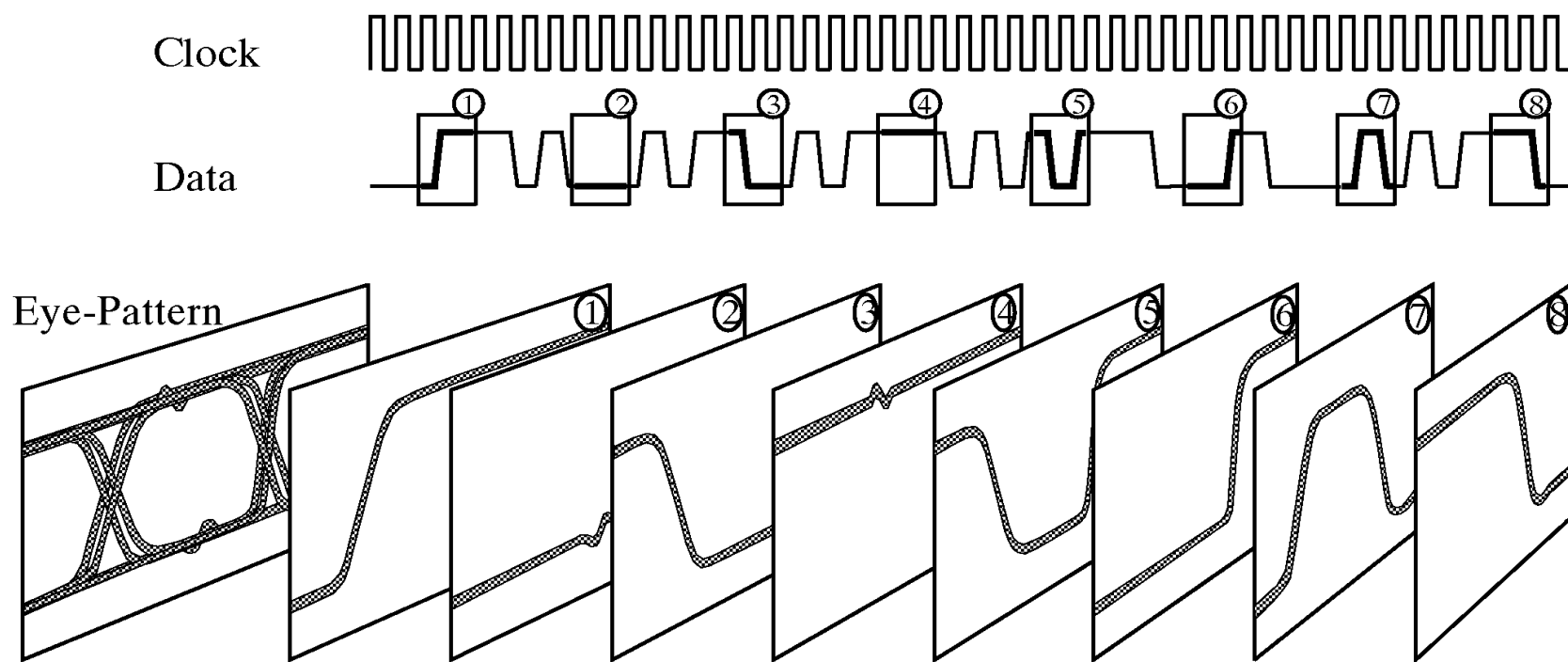


t_{TJ} : Total Jitter
 t_{MJ} : Marginal Jitter
 t_{UI} : Symbol Duration
 V_{P-P} : Differential Peak to Peak Voltage

眼图形成示意



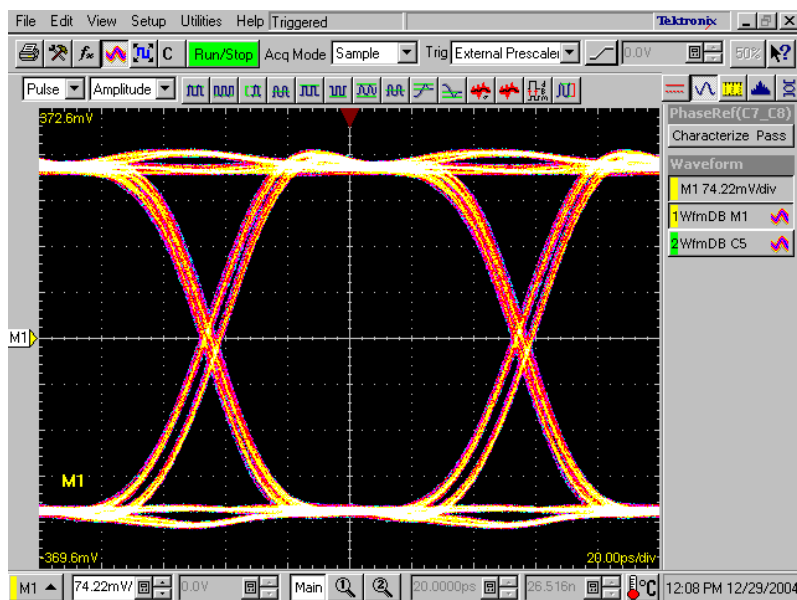
眼图在示波器上的形成



眼图的CLK

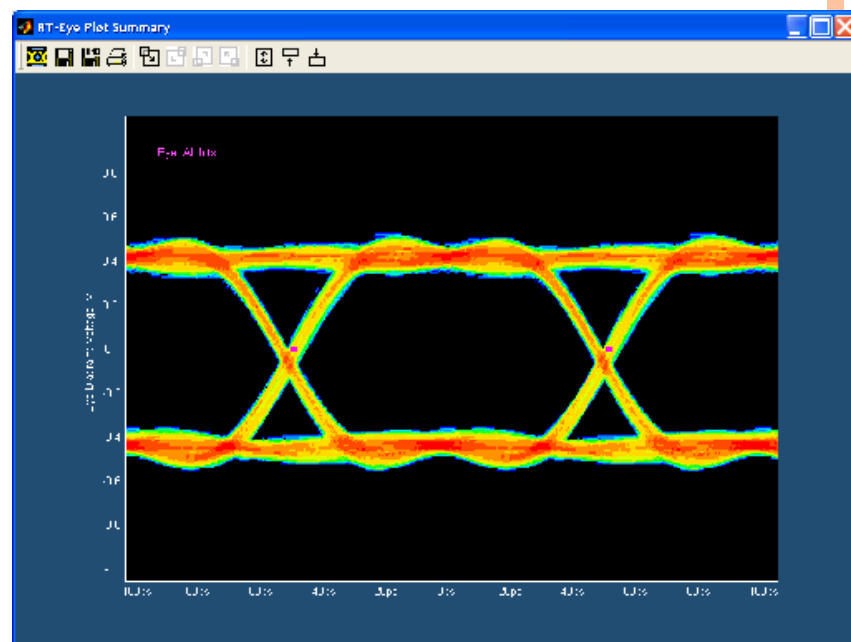
采样示波器的**CLK**通常可能是用户提供的时钟,恢复时钟,或者与数据信号本身同步的码同步信号.

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)

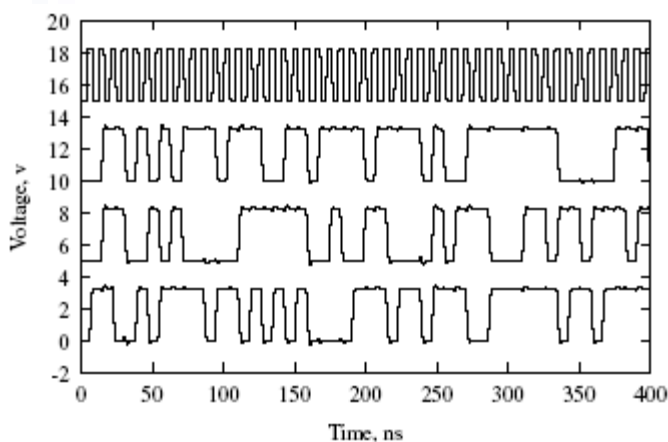
中大光信息



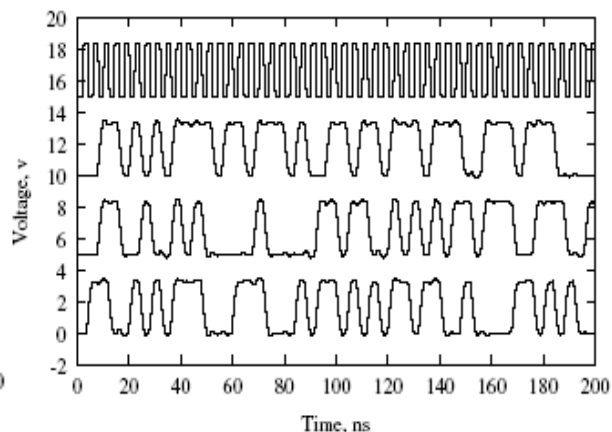
TDS6154C RT w. DSP

2020/10/ 22

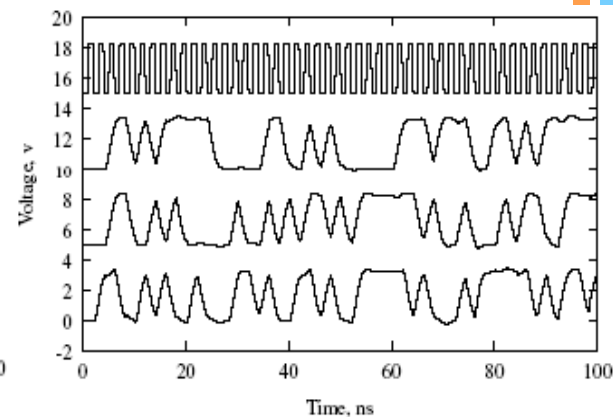
眼图与CLK——时钟速率提高,眼图质量下降



125M CLK



250M CLK

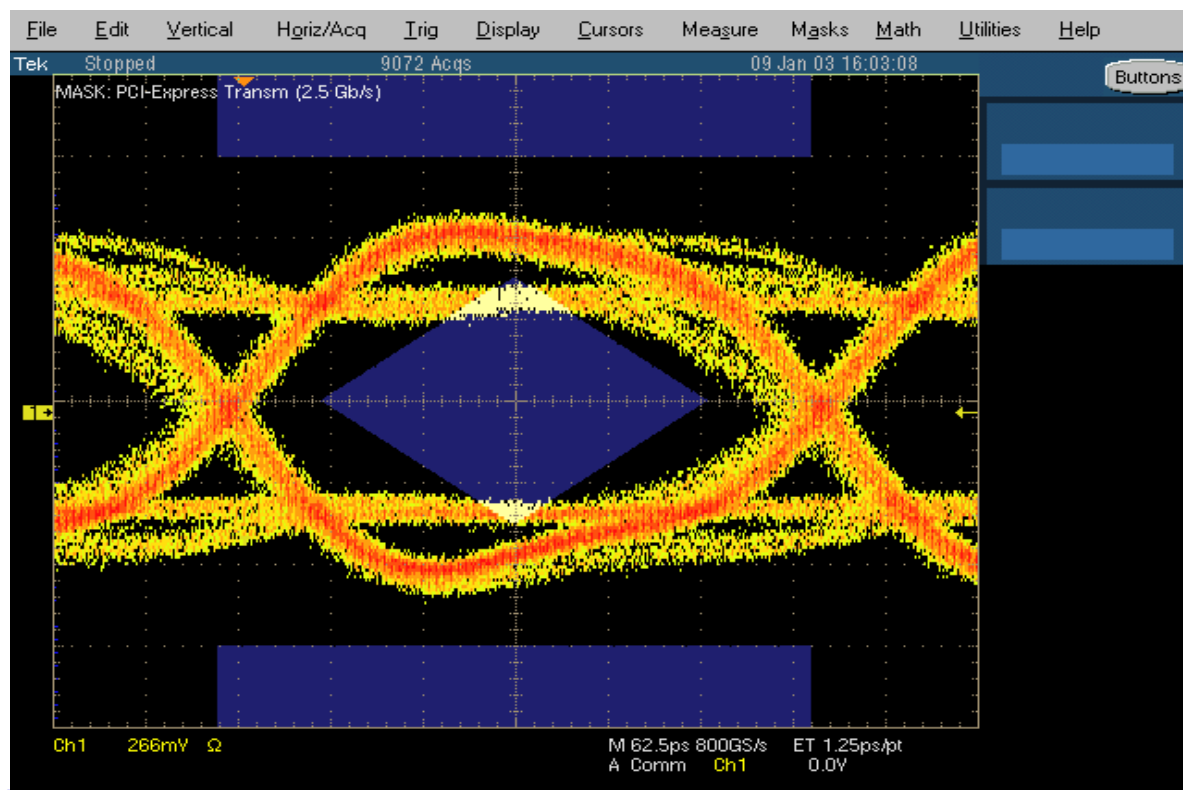


500M CLK

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

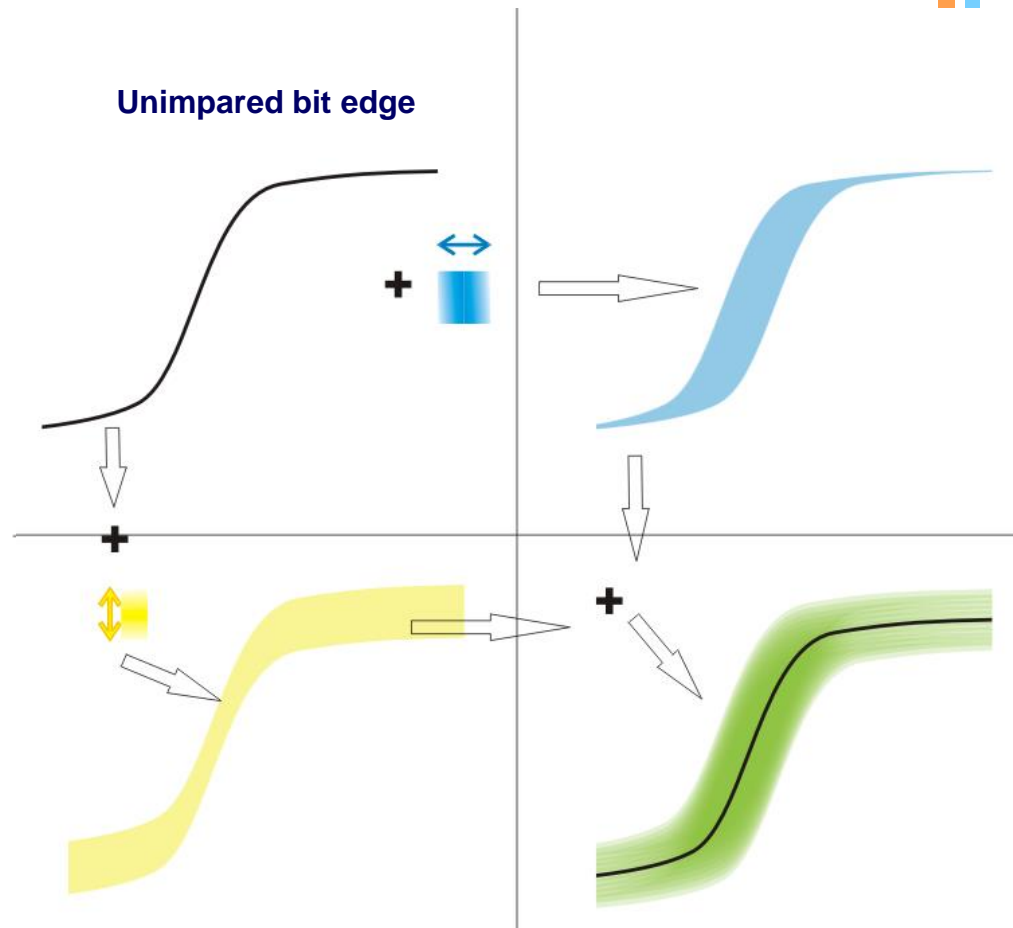
Transition (rise) time

Aperture time

Timing uncertainty, skew and jitter

垂直域

幅度损耗和噪声



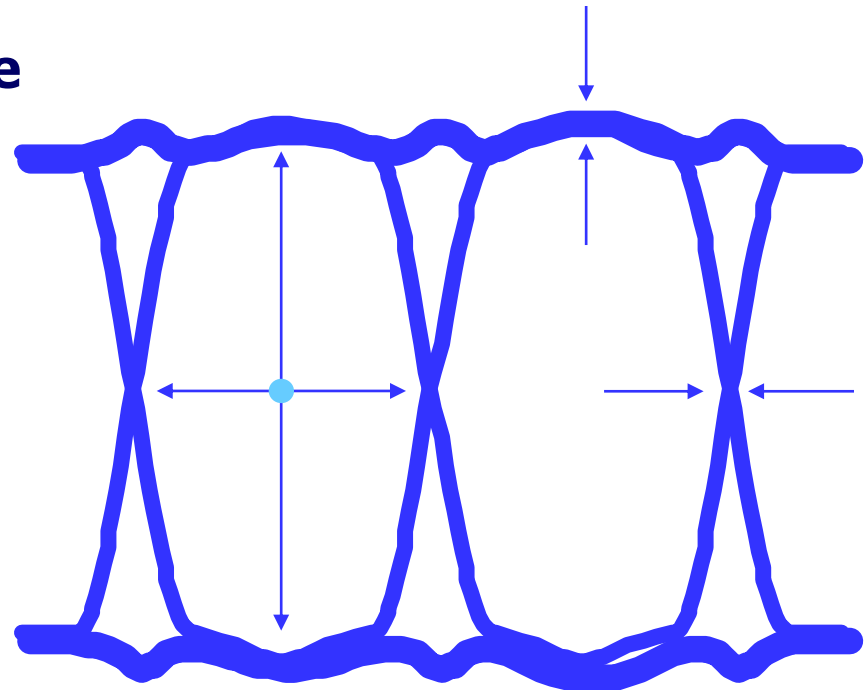
眼图和传输质量

Larger eye opening means greater tolerance to amplitude and timing variations

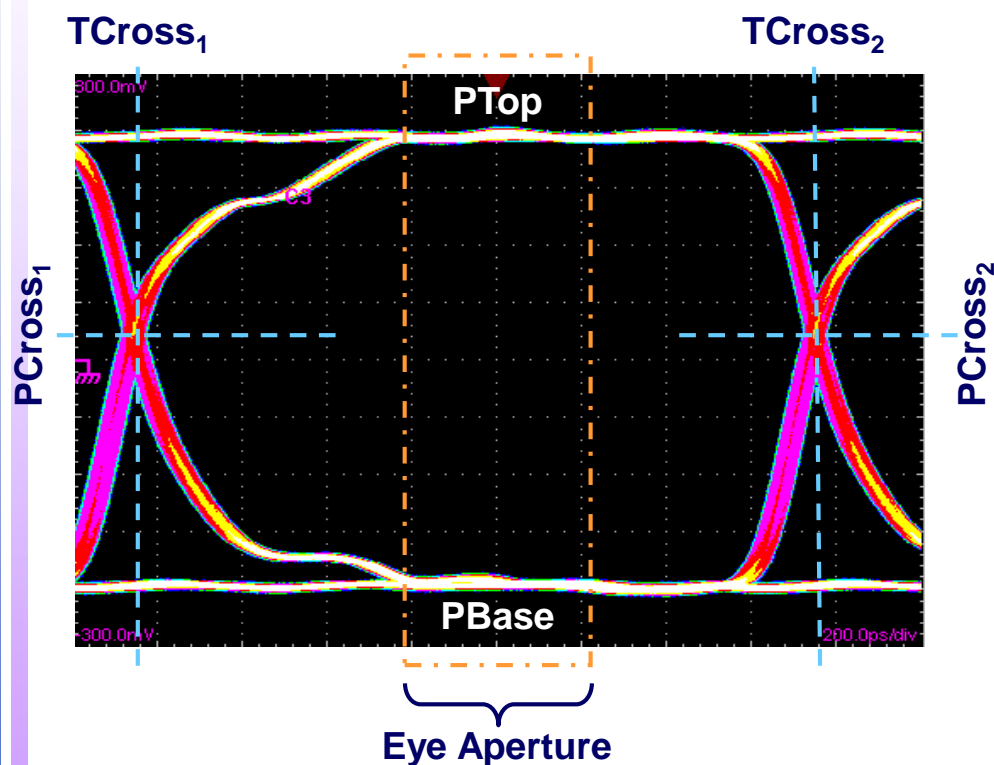
Larger eye opening translates to simpler system design and better reliability

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.

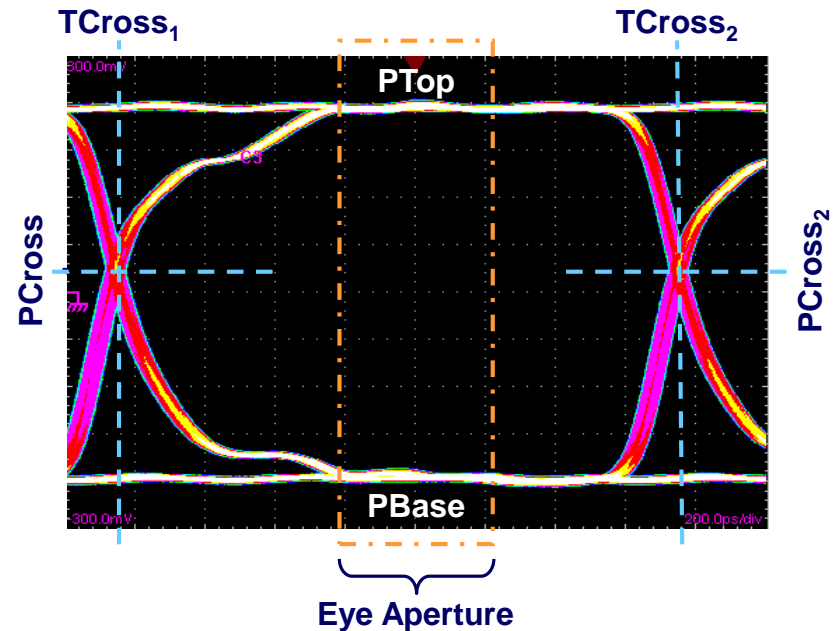
T_{cross_sigma} , horiz std dev of crossing pt.

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

5.8 改善数字基带系统性能的措施

到目前为止，我们对数字基带传输系统的基本问题进行了分析研究。但在实际应用中，为改善数字基带传输系统的性能，仍有不少问题需要解决。本节着重讨论以下两方面的问题，一个是针对码间串扰而采用的**时域均衡**；另一个是针对**提高频带利用率**而采用的部分响应系统。

5.8.1 时域均衡

前面讨论了信道具有理想传输特性的情况。但是**实际信道**不可能达到理想的传输特性，并且发送和接收滤波器也不可能完全实现理想的最佳特性。因此，系统码间串扰总是存在的。理论和实践证明，在接收端抽样判决器之前**插入一种可调滤波器**，将能减少码间串扰的影响，甚至使实际系统的性能十分接近最佳系统性能。

这种对系统进行校正的过程称为均衡。实现均衡的滤波器称为**均衡器**。

均衡分为频域均衡和时域均衡。

频域均衡是指利用可调滤波器的频率特性去补偿基带系统的频率特性，使包括均衡器在内的整个系统的总传输函数满足无失真传输条件。

$$H'(\omega) = G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)T(\omega)$$

而**时域均衡**则是利用均衡器产生的响应波形去**补偿已畸变的波形**，使包括均衡器在内的整个系统的冲激响应满足无码间串扰条件。

时域均衡是一种能使数字基带系统中码间串扰减到最小程度的行之有效的技术，比较直观且易于理解，在高速数据传输中得以广泛应用。本节仅介绍时域均衡原理。

在图5-10的基带传输系统中，其总传输特性表示为：

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

当 $H(\omega)$ 不满足式 (5.27) 无码间串扰条件时，就会形成有码间串扰的响应波形。

为此，我们在接收滤波器 $G_R(\omega)$ 之后插入一个称之为**横向滤波器**的可调滤波器 $T(\omega)$ ，形成新的总传输函数 $H'(\omega)$

$$\begin{aligned} H'(\omega) &= G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)T(\omega) \\ &= H(\omega)T(\omega) \end{aligned} \quad (5.79)$$

显然，只要设计 $T(\omega)$ ，使总传输特性 $H'(\omega)$ 满足式 (5.27)，即：

$$\sum_i H'(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = T_s (\text{或常数}), \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \quad (5.80)$$

则包含 $T(\omega)$ 在内的 $H'(\omega)$ 就可在抽样时刻消除码间串扰。这就是时域均衡的基本思想。

因为

$$\sum_i H'(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = \sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) T(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \quad (5.81)$$

设 $T(\omega + 2\pi i / T_s)$ 是以 $2\pi / T_s$ 为周期的周期函数，当其在 $(-\pi / T_s, \pi / T_s)$ 内有

$$T(\omega) = \frac{T_s}{\sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s})} \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \quad (5.82)$$

成立时，就能使

$$\sum_i H'(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = T_s (\text{或常数}) \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \quad (5.83)$$

成立

对于一个以 $2\pi/T_s$ 为周期的周期函数，可以用傅里叶级数表示，即

$$T(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{-jnT_s\omega} \quad (5.84)$$

式中

$$c_n = \frac{T_s}{2\pi} \int_{-\pi/T_s}^{\pi/T_s} T(\omega) e^{jn\omega T_s} d\omega \quad (5.85)$$

或

$$c_n = \frac{T_s}{2\pi} \int_{-\pi/T_s}^{\pi/T_s} \frac{T_s}{\sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s})} e^{jn\omega T_s} d\omega \quad (5.86)$$

由上式看出， $T(\omega)$ 的傅里叶系数 c_n 完全由 $H(\omega)$ 决定。

再对式 (5.84) 进行傅立叶反变换，则可求出 $T(\omega)$ 的冲激响应为：

$$h_T(t) = F^{-1}[T(\omega)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \delta(t - nT_s) \quad (5.87)$$

根据 (5.87) 式，可构造实现 $T(\omega)$ 的插入滤波器如图 5-23 所示，它实际上是由无限多个横向排列的延迟单元构成的**抽头延迟线**加上一些**可变增益放大器**组成，因此称为**横向滤波器**。

$$h_T(t) = F^{-1}[T(\omega)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \delta(t - nT_s)$$

每个延迟单元的延迟时间等于码元宽度 T_s ，
每个抽头的输出经可变增益（增益可正可负， c_n ）放大器加权后输出。

这样，当有码间串扰的波形 $x(t)$ 输入时，经横向滤波器变换，相加器将输出无码间串扰波形 $y(t)$ 。

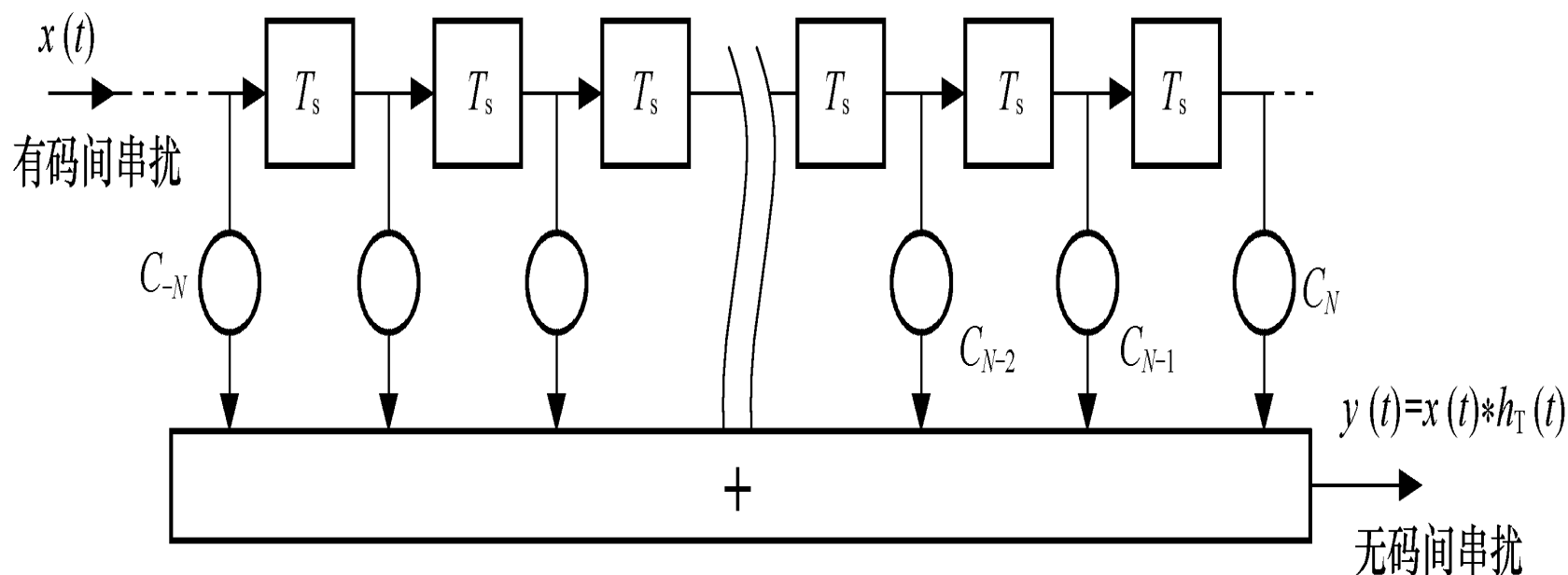


图5-23 横向滤波器的结构图

$$h_T(t) = F^{-1} [T(\omega)] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \delta(t - nT_s)$$

上述分析表明，借助横向滤波器实现均衡是可能的，并且只要用**无限长**的横向滤波器，就能做到消除码间串扰的影响。然而，使横向滤波器的抽头无限多是不现实的，大多数情况下也是不必要的。因为实际信道往往仅是一个码元脉冲波形对邻近的少数几个码元产生串扰，故**实际上只要一、二十个抽头的滤波器就可以了**。抽头数太多会给制造和使用都带来困难。

看眼图，调整各个增益放大器

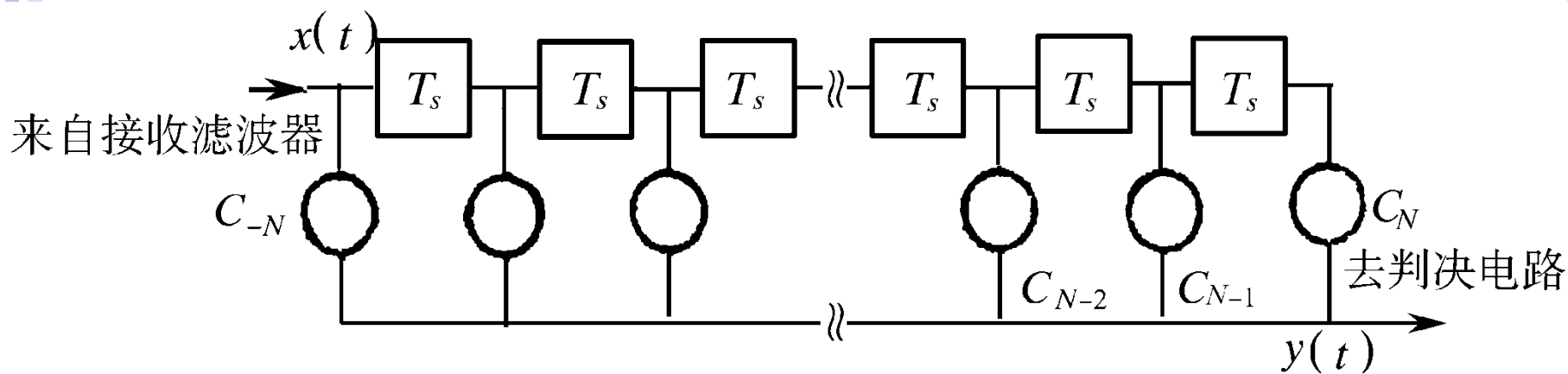
实际应用时，是用示波器观察均衡滤波器输出信号 $y(t)$ 的眼图。通过反复调整各个增益放大器的，使眼图的“眼睛”张开到最大为止。

时域均衡

- 横向滤波器的数学表示式

设一个具有 $2N+1$ 个抽头的横向滤波器，如下图所示，其单位冲激响应为 $e(t)$ ，则有

$$e(t) = \sum_{i=-N}^N C_i \delta(t - iT_s)$$



时域均衡

又设它的输入为 $x(t)$ ， $x(t)$ 是被均衡的对象，并设它没有附加噪声，如下图所示。则均衡后的输出波形 $y(t)$ 为

$$y(t) = x(t) * e(t) = \sum_{i=-N}^N C_i x(t - iT_s)$$

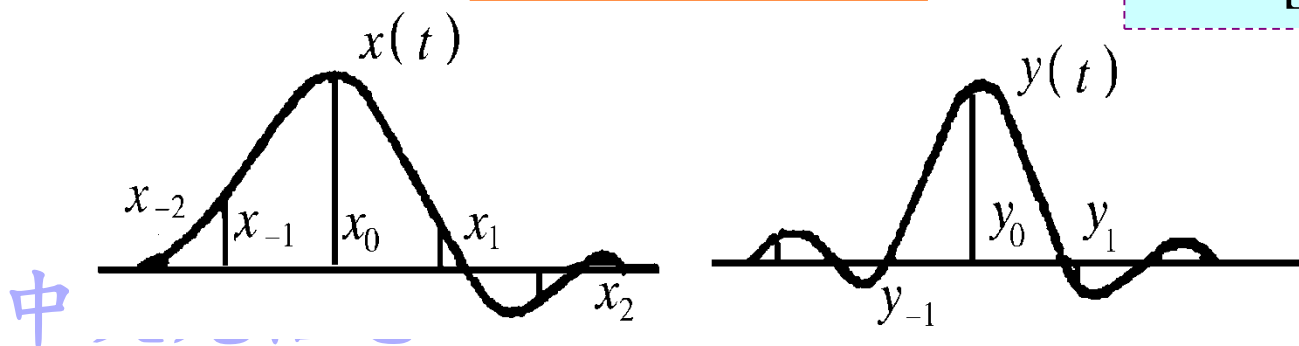
在抽样时刻 $t = kT_s$ (设系统无延时) 上, 有

$$y(kT_s) = \sum_{i=-N}^N C_i x(kT_s - iT_s) = \sum_{i=-N}^N C_i x[(k-i)T_s]$$

将其简写为

$$y_k = \sum_{i=-N}^N C_i x_{k-i}$$

$$\begin{aligned} y_k &= y(kT_s) \\ x_{k-i} &= x(kT_s - iT_s) \\ &= [(k-i)T_s] \end{aligned}$$



时域均衡

$$y_k = \sum_{i=-N}^N C_i x_{k-i}$$

上式说明，均衡器在第 k 个抽样时刻上得到的样值 y_k 将由 $2N+1$ 个 C_i 与 x_{k-i} 乘积之和来确定。显然，其中除 y_0 以外的所有 y_k 都属于波形失真引起的码间串扰。

当输入波形 $x(t)$ 给定，即各种可能的 x_k 确定时，通过调整 C 使指定的 y_k 等于零是容易办到的，但同时要求所有的 y_k (除 $k=0$ 外)都等于零却是一件很难的事。下面我们通过一个例子来说明。

时域均衡

- **【例6-3】** 设有一个三抽头的横向滤波器，其 $C_{-1} = -1/4$ ， $C_0 = 1$ ， $C_{+1} = -1/2$ ；均衡器输入 $x(t)$ 在各抽样点上的取值分别为： $x_{-1} = 1/4$ ， $x_0 = 1$ ， $x_{+1} = 1/2$ ，其余都为零。试求均衡器输出 $y(t)$ 在各抽样点上的值。

【解】 根据式
$$y_k = \sum_{i=-N}^N C_i x_{k-i}$$

有
$$y_k = \sum_{i=-1}^1 C_i x_{k-i}$$

当 $k = 0$ 时，可得
$$y_0 = \sum_{i=-1}^1 C_i x_{-i} = C_{-1}x_1 + C_0x_0 + C_1x_{-1} = \frac{3}{4}$$

当 $k = 1$ 时，可得
$$y_{+1} = \sum_{i=-1}^1 C_i x_{1-i} = C_{-1}x_2 + C_0x_1 + C_1x_0 = 0$$

当 $k = -1$ 时，可得
$$y_{-1} = \sum_{i=-1}^1 C_i x_{-1-i} = C_{-1}x_0 + C_0x_{-1} + C_1x_{-2} = 0$$

同理可求得 $y_{-2} = -1/16$ ， $y_{+2} = -1/4$ ，其余均为零。

时域均衡

原系列:

$$x_0 = 1, x_{-1} = 1/4, x_{+1} = 1/2, \text{ 其余为零}$$

经过横向滤波器:

$$y_0 = 3/4, y_{-1} = 0, y_{+1} = 0, \\ y_{-2} = -1/16, y_{+2} = -1/4, \text{ 其余为零}$$

- 由此例可见，除 y_0 外，均衡使 y_{-1} 及 y_1 为零，但 y_{-2} 及 y_2 不为零。这说明，利用有限长的横向滤波器减小码间串扰是可能的，但完全消除是不可能的。
- 那么，如何确定和调整抽头系数，获得最佳的均衡效果呢？

时域均衡（准则与实现）

- 均衡准则与实现：通常采用峰值失真和均方失真来衡量。

- 峰值失真定义：

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |y_k|$$

式中，除 $k = 0$ 以外的各值的绝对值之和反映了码间串扰的最大值。 y_0 是有用信号样值，所以峰值失真 D 是码间串扰最大可能值（峰值）与有用信号样值之比。

显然，对于完全消除码间干扰的均衡器而言，应有 $D = 0$ ；对于码间干扰不为零的场合，希望 D 越小越好。因此，若以峰值失真为准则调整抽头系数时，应使 D 最小。

- 均方失真定义：

$$e^2 = \frac{1}{y_0^2} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} y_k^2$$

其物理意义与峰值失真相似。

$$y_k = \sum_{i=-N}^N C_i x_{k-i}$$

时域均衡（准则与实现）

- 以**最小峰值失真**为准则，或以**最小均方失真**为准则来确定或调整均衡器的抽头系数，均可获得最佳的均衡效果，使失真最小。
- 注意：以上两种准则都是根据均衡器输出的单个脉冲响应来规定的。
- 另外，还有必要指出，在分析横向滤波器时，我们均把时间原点($t = 0$)假设在滤波器中心点处(即 C_0 处)。如果时间参考点选择在别处，则滤波器输出的波形形状是相同的，所不同的仅仅是整个波形的提前或推迟。

时域均衡（准则与实现）

• 最小峰值法——迫零调整法

未均衡前的输入峰值失真（称为初始失真）可表示为

$$D_0 = \frac{1}{x_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |x_k|$$

若 x_k 是归一化的，且令 $x_0 = 1$ ，则上式变为

$$D_0 = \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |x_k|$$

为方便起见，将样值 y_k 也归一化，且令 $y_0 = 1$ ，则根据式

$$y_k = \sum_{i=-N}^N C_i x_{k-i}$$

可得
中大光信息

$$y_0 = \sum_{i=-N}^N C_i x_{-i} = 1$$

时域均衡（准则与实现）

或有

$$y_0 = \sum_{i=-N}^N C_i x_{-i} = 1$$
$$C_0 x_0 + \sum_{\substack{i=-N \\ i \neq 0}}^N C_i x_{-i} = 1$$

于是

$$C_0 = 1 - \sum_{\substack{i=-N \\ i \neq 0}}^N C_i x_{-i}$$

将上式代入式

$$y_k = \sum_{i=-N}^N C_i x_{k-i} = \sum_{\substack{i=-N \\ i \neq 0}}^N C_i x_{k-i} + C_0 x_0$$

则可得

$$y_k = \sum_{\substack{i=-N \\ i \neq 0}}^N C_i (x_{k-i} - x_k x_{-i}) + x_k$$

时域均衡（准则与实现）

$$y_k = \sum_{\substack{i=-N \\ i \neq 0}}^N C_i (x_{k-i} - x_k x_{-i}) + x_k$$

再将上式代入式峰值失真定义式：

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |y_k|$$

得到

$$D = \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} \left| \sum_{\substack{i=-N \\ i \neq 0}}^N C_i (x_{k-i} - x_k x_{-i}) + x_k \right|$$

可见，在输入序列 $\{x_k\}$ 给定的情况下，峰值畸变 D 是各抽头系数 C_i （除 C_0 外）的函数。显然，求解使 D 最小的 C_i 是我们所关心的。

时域均衡（准则与实现）

Lucky曾证明：如果初始失真 $D_0 < 1$, 则 D 的最小值必然发生在 y_0 前后的 y_k 都等于零的情况下。这一定理的数学意义是，所求的系数 $\{C_i\}$ 应该是下式

$$y_k = \begin{cases} 0 & 1 \leq |k| \leq N \\ 1 & k = 0 \end{cases}$$

成立时的 $2N+1$ 个联立方程的解。

这 $2N+1$ 个线性方程为

$$\begin{cases} \sum_{i=-N}^N C_i x_{k-i} = 0, & k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \\ \sum_{i=-N}^N C_i x_{-i} = 1, & k = 0 \end{cases}$$

时域均衡（准则与实现）

将上式写成矩阵形式，有

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & \cdots & x_{-2N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_N & x_{N-1} & \cdots & x_{-N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{2N} & x_{2N-1} & \cdots & x_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{-N} \\ C_{-N+1} \\ \vdots \\ C_0 \\ \vdots \\ C_{N-1} \\ C_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

这个联立方程的解的物理意义是：在输入序列 $\{x_k\}$ 给定时，如果按上式方程组调整或设计各抽头系数 C_i ，可迫使均衡器输出的各抽样值 y_k 为零。这种调整叫做“迫零”调整，所设计的均衡器称为“迫零”均衡器。它能保证在 $D_0 < 1$ 时，调整除 C_0 外的 $2N$ 个抽头增益，并迫使 y_0 前后各有 N 个取样点上无码间串扰，此时 D 取最小值，均衡效果达到最佳。

时域均衡（准则与实现）

- **【例6-4】** 设计一个具有3个抽头的迫零均衡器，以减小码间串扰。
已知 $x_{-2} = 0$ ， $x_{-1} = 0.1$ ， $x_0 = 1$ ， $x_1 = -0.2$ ， $x_2 = 0.1$ ，求3个抽头的系数，并计算均衡前后的峰值失真。

【解】 根据上矩阵公式和 $2N+1=3$ ，列出矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & x_{-2} \\ x_1 & x_0 & x_{-1} \\ x_2 & x_1 & x_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{-1} \\ C_0 \\ C_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

将样值代入上式，可列出方程组

$$\begin{cases} C_{-1} + 0.1C_0 = 0 \\ -0.2C_{-1} + C_0 + 0.1C_1 = 1 \\ 0.1C_{-1} - 0.2C_0 + C_1 = 0 \end{cases}$$

时域均衡（准则与实现）

解联立方程可得

$$C_{-1} = -0.09606, \quad C_0 = 0.9606, \quad C_1 = 0.2017$$

然后通过式

$$y_k = \sum_{i=-N}^N C_i x_{k-i}$$

可算出

$$y_{-1} = 0, \quad y_0 = 1, \quad y_1 = 0$$

$$y_{-3} = 0, \quad y_{-2} = 0.0096, \quad y_2 = 0.0557, \quad y_3 = 0.02016$$

输入峰值失真为

$$D_0 = \frac{1}{x_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |x_k| = 0.4$$

输出峰值失真为

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |y_k| = 0.0869$$

均衡后的峰值失真减小**4.6**倍。

时域均衡

- 由上例可见，3抽头均衡器可以使两侧各有一个零点，但在远离 y_0 的一些抽样点上仍会有码间串扰。
- 这就是说抽头有限时，总不能完全消除码间串扰，但适当增加抽头数可以将码间串扰减小到相当小的程度。

时域均衡的实现方法有多种，但从实现的原理上看，时域均衡器按调整方式可分为手动均衡和自动均衡。自动均衡又分为**预置式自动均衡**和**自适应式自动均衡**。

预置式均衡是在实际传输之前先传输预先规定的测试脉冲（如重复频率很低的周期性的单脉冲波形），然后按“迫零调整原理”自动或手动调整抽头增益；

自适应式均衡技术主要靠先进的**均衡算法**实现，常用算法有“迫零调整算法”、“最小均方误差算法（LMS）”和“递归最小二乘算法”等。自适应均衡能在信道特性随时间变化的条件下获得最佳的均衡效果，因此目前得到广泛的应用。

5.8.2 部分响应系统

对于理想低通特性系统而言，其冲激响应为Sa波形。这个波形的特点是频谱窄，而且能达到理论上的极限传输速率**2Baud/Hz**，但其缺点是第一个零点以后的尾巴振荡幅度大、收敛慢，从而对定时要求十分严格。若定时稍有偏差，极易引起严重的码间串扰。

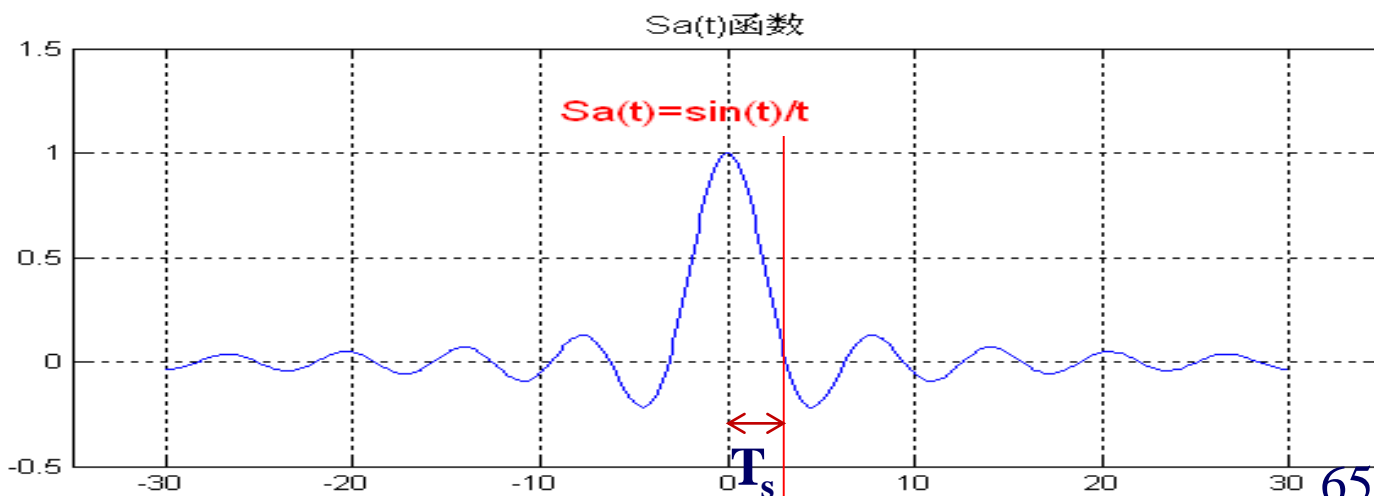
当把基带传输系统总特性 $H(\omega)$ 设计成等效理想低通传输特性，例如采用升余弦频率特性时，其冲激响应的“尾巴”振荡幅度虽然减小了，对定时要求也可放松，但所需要的频带却加宽了，达不到2Baud/Hz的速率（升余弦特性时为1 Baud/Hz），即降低了系统的频带利用率。可见，高的频带利用率与“尾巴”衰减大、收敛快是相互矛盾的，这对于高速率的传输尤其不利。

那么，能否找到一种**频带利用率既高、**
“尾巴”衰减又大、收敛又快的传输波形呢？
下面将说明这种波形是存在的。通常把这种
波形称为**部分响应波形**。利用这种波形进
行传送的基带传输系统称为**部分响应系统**。

一、部分响应系统的特性

让我们通过一个实例来说明部分响应波形的一般特性。

我们已经熟知， $\sin x/x$ 波形具有理想矩形频谱。现在，我们将两个时间上相隔一个码元 T_s 的波形相加：



$$g(t) = \frac{\sin\left[\frac{\pi}{T_s}\left(t + \frac{T_s}{2}\right)\right]}{\frac{\pi}{T_s}\left(t + \frac{T_s}{2}\right)} + \frac{\sin\left[\frac{\pi}{T_s}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)\right]}{\frac{\pi}{T_s}\left(t - \frac{T_s}{2}\right)}$$

经简化后得：

$$g(t) = \frac{4}{\pi} \left[\frac{\cos(\pi t / T_s)}{1 - (4t^2 / T_s^2)} \right] \quad (5.88)$$

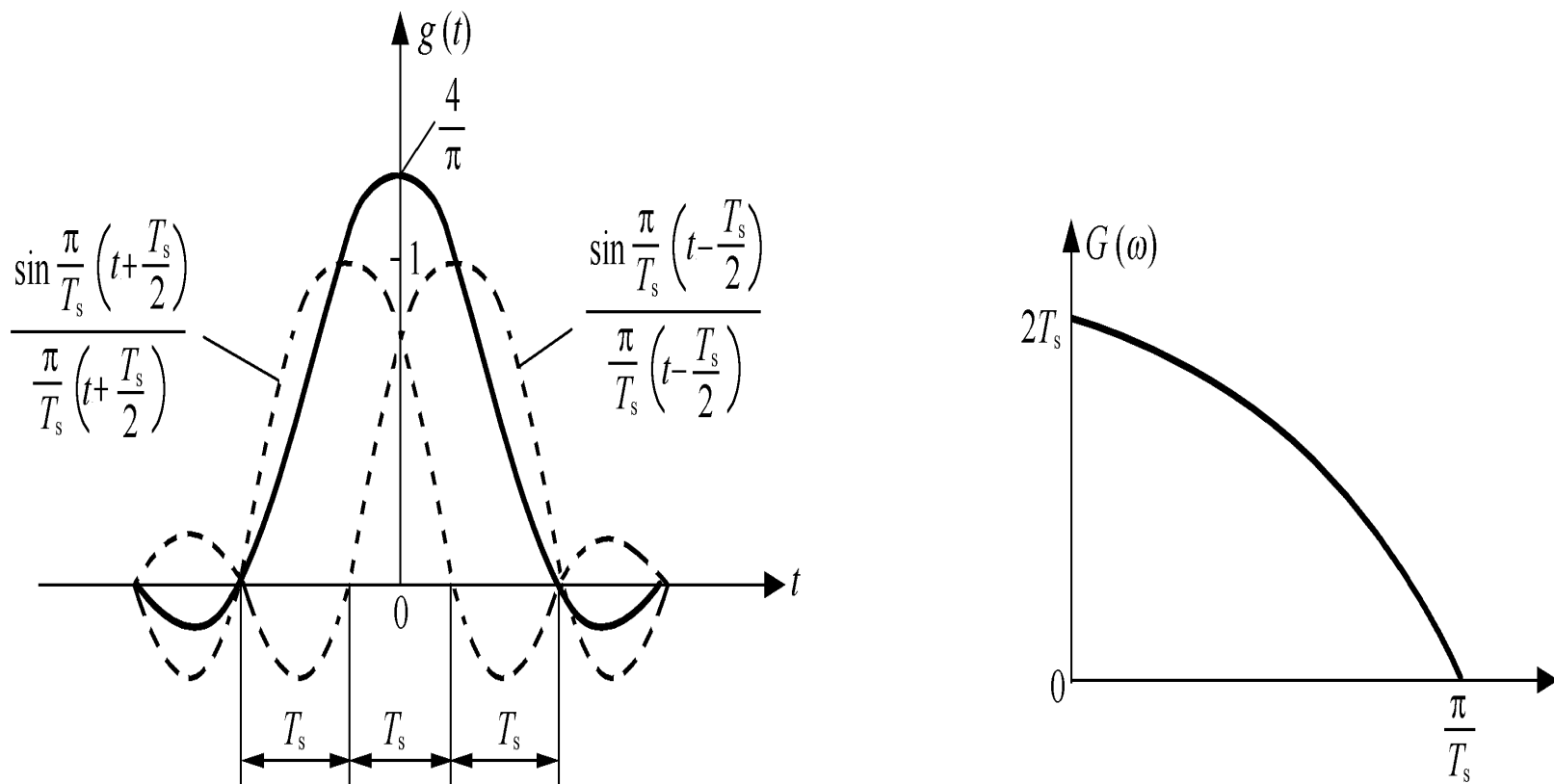


图5-24 $g(t)$ 及其频谱

对式 (5.88) 进行傅氏变换, 可得频谱函数为:

$$G(\omega) = \begin{cases} 2T_s \cos \frac{\omega T_s}{2} & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases} \quad (5.89)$$

由此可见, 第一: $g(t)$ 的频谱限制在 $(-\pi/T_s, \pi/T_s)$ 内, 且呈缓变的半余弦滤波特性, 其传输带宽为 $B = 1/2T_s$, **频带利用率为 $\eta = 2$ (Baud/Hz)**, 达到基带系统在传输二进制序列时的理论极限值;

第二： $g(t)$ 波形的拖尾按照 t^2 速率衰减，比 $\sin x/x$ 波形的衰减快了一个数量级；

第三：若用 $g(t)$ 作为传送波形，且码元间隔为 T_s ，则在抽样时刻上会发生串扰，但是这种串扰仅发生在发送码元与其前后码元之间，而与其它码元间不发生串扰，如图5-25所示。

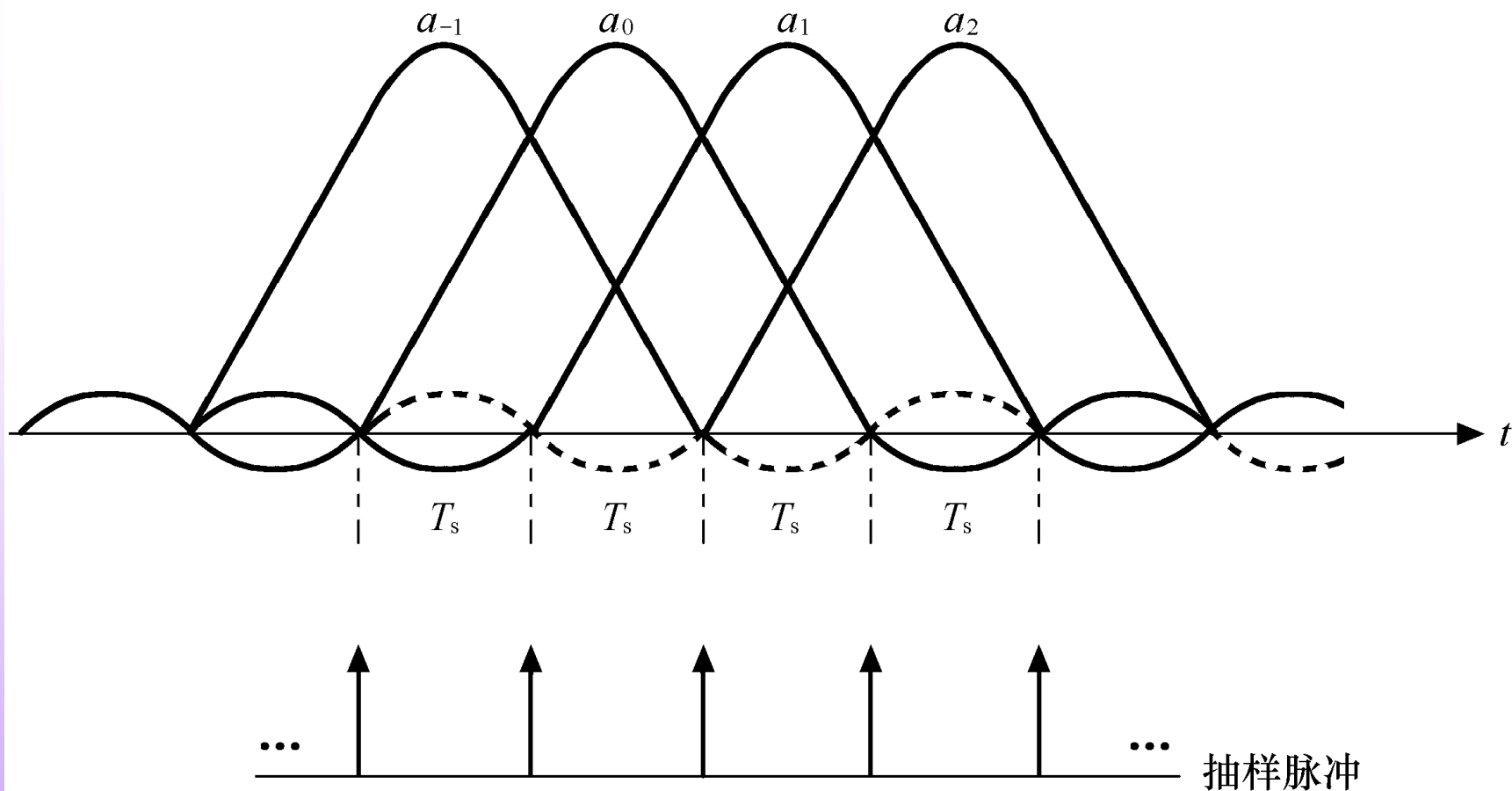


图5-25 码元发生串扰的示意图

表面上看, 此系统似乎无法按 $1/T_s$ 的速率传送数字信号。但由于**这种串扰**是确定的、可控的, 在收端**可以消除掉**, 故此系统仍可按 $1/T_s$ 传输速率传送数字信号, 且(可以)不存在码间串扰。

二、部分响应系统的实现

1、双二进制信号的产生

部分响应技术最常用的就是**双二进制技术**，其产生框图如图5-26所示。

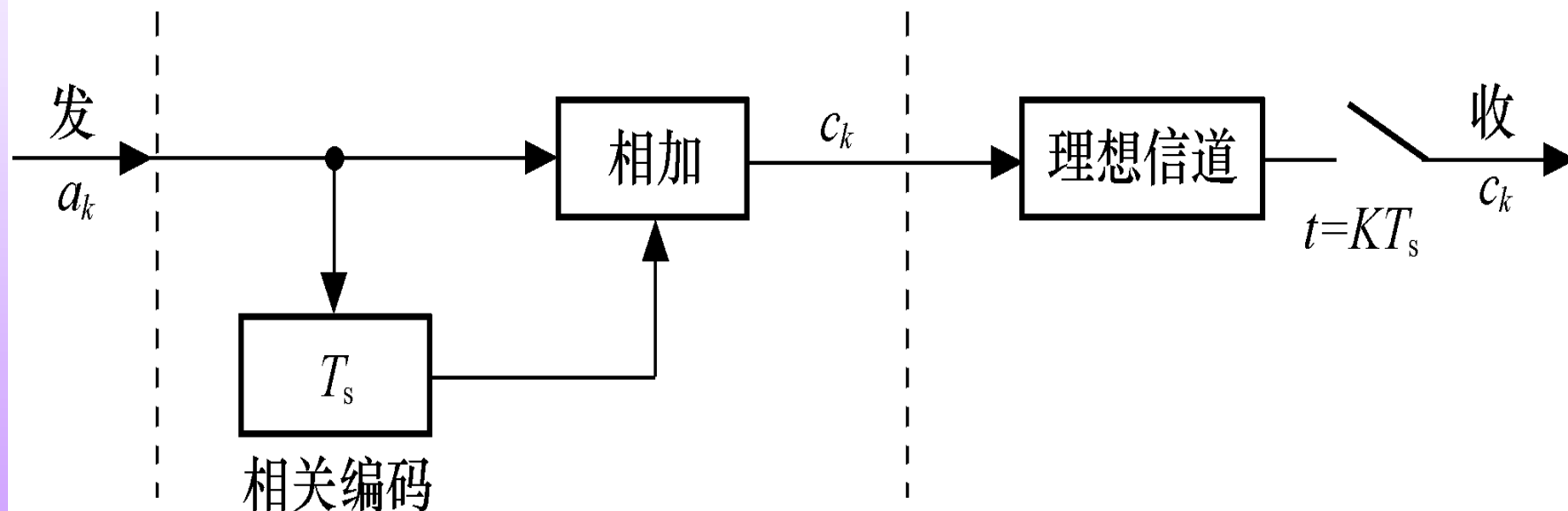


图5-26 双二进制信号的产生

设输入的二进制码元序列为 $\{a_k\}$ ，并设 a_k 在抽样点上的取值为+1和-1，则当发送码元 a_k 时，接收波形 $g(t)$ 在抽样时刻 C_k 的取值可由下式确定：

$$C_k = a_k + a_{k-1} \quad (5.90)$$

上式 (5.90) 的关系又称为相关编码。其中， a_{k-1} 表示 a_k 前一码元在第 k 个时刻上的抽样值。不难看出， C_k 将可能有 -2、0 及 +2 三种取值。显然，如果前一码元 a_{k-1} 已经判定，则接收端可由下式确定发送码元 a_k 的取值。

$$a_k = C_k - a_{k-1} \quad (5.91)$$

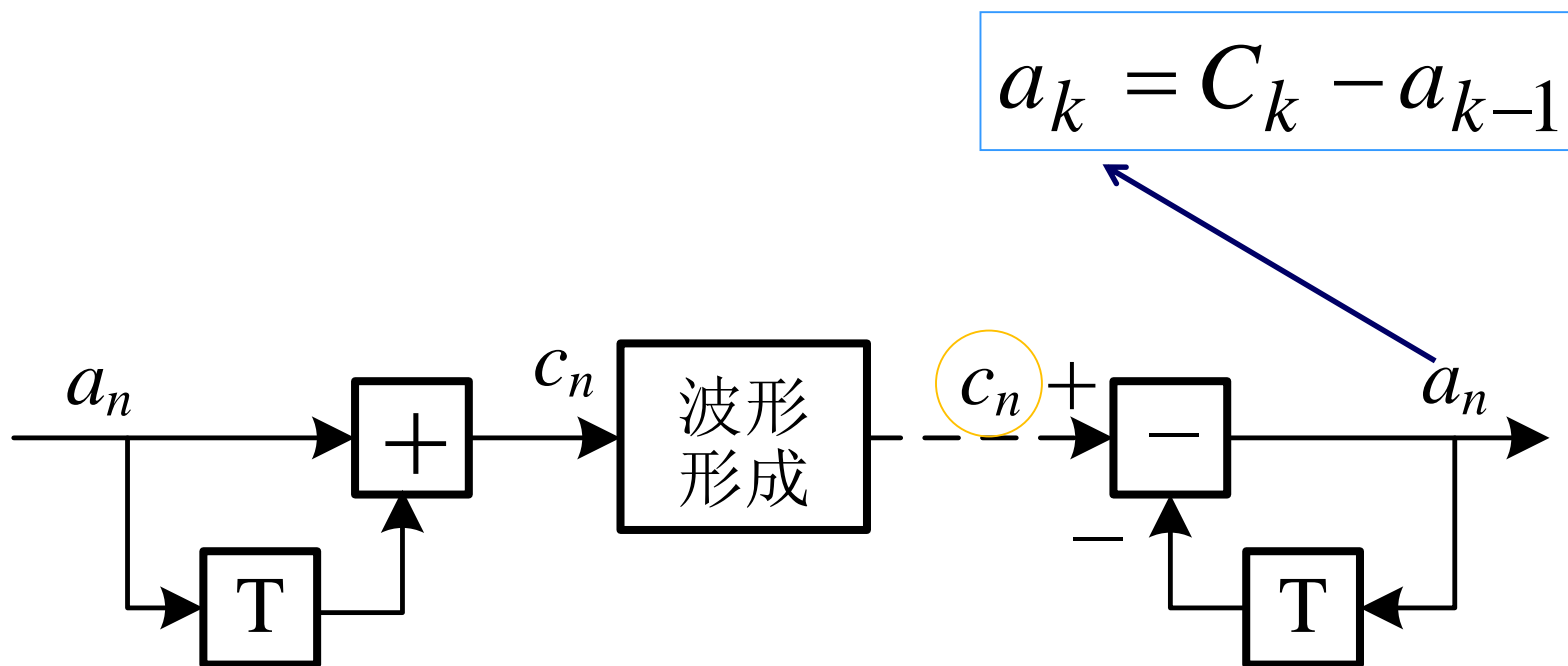


图 部分响应框图

但这样的接收方式存在一个问题：因为 a_k 的恢复不仅仅由 c_k 来确定，还必须参考前一码元 a_{k-1} 的判决结果，只要有一个码元发生错误，则这种错误会相继影响以后的码元。我们把这种现象称为**错误传播现象**。

2、第 I 类部分响应系统

为了避免“**差错传播**”现象，实际应用中，在相关编码之前先进行**预编码**，所谓预编码就是产生差分码，即让发送端的 a_k 变成 b_k ，其规则为：

$$b_k = a_k \oplus b_{k-1} \quad (5.92)$$

也即

$$a_k = b_k \oplus b_{k-1} \quad (5.93)$$

式中, \oplus 表示模2和。

相关编码后的双二进制码为

$$C_k = b_k + b_{k-1} \quad (5.94)$$

显然, 若对式 (5.94) 作**模2 (mod2) 处理**, 则有:

$$[c_k]_{\text{mod } 2} = [b_k + b_{k-1}]_{\text{mod } 2} = b_k \oplus b_{k-1} = a_k \quad (5.95)$$

上式说明，对接收到的 c_k 作模2处理后便直接得到发送端的 a_k ，此时**不需要预先知道 a_{k-1}** ，因而不存在错误传播现象。整个上述处理过程可概括为“**预编码—相关编码—模2判决**”过程。例如，设 a_k 为11101001，则有：

a_k	1	1	1	0	1	0	0	1
b_{k-1} 预	0	1	0	1	1	0	0	0
b_k	1	0	1	1	0	0	0	1
C_k 相关	1	1	1	2	1	0	0	1
$[C_k]_{\text{mod } 2}$ 模2	1	1	1	0	1	0	0	1

上面讨论的部分响应系统组成方框如图5-27所示，其中图（a）是原理框图，图（b）是实际系统组成方框图。为简明起见，图中没有考虑噪声的影响。

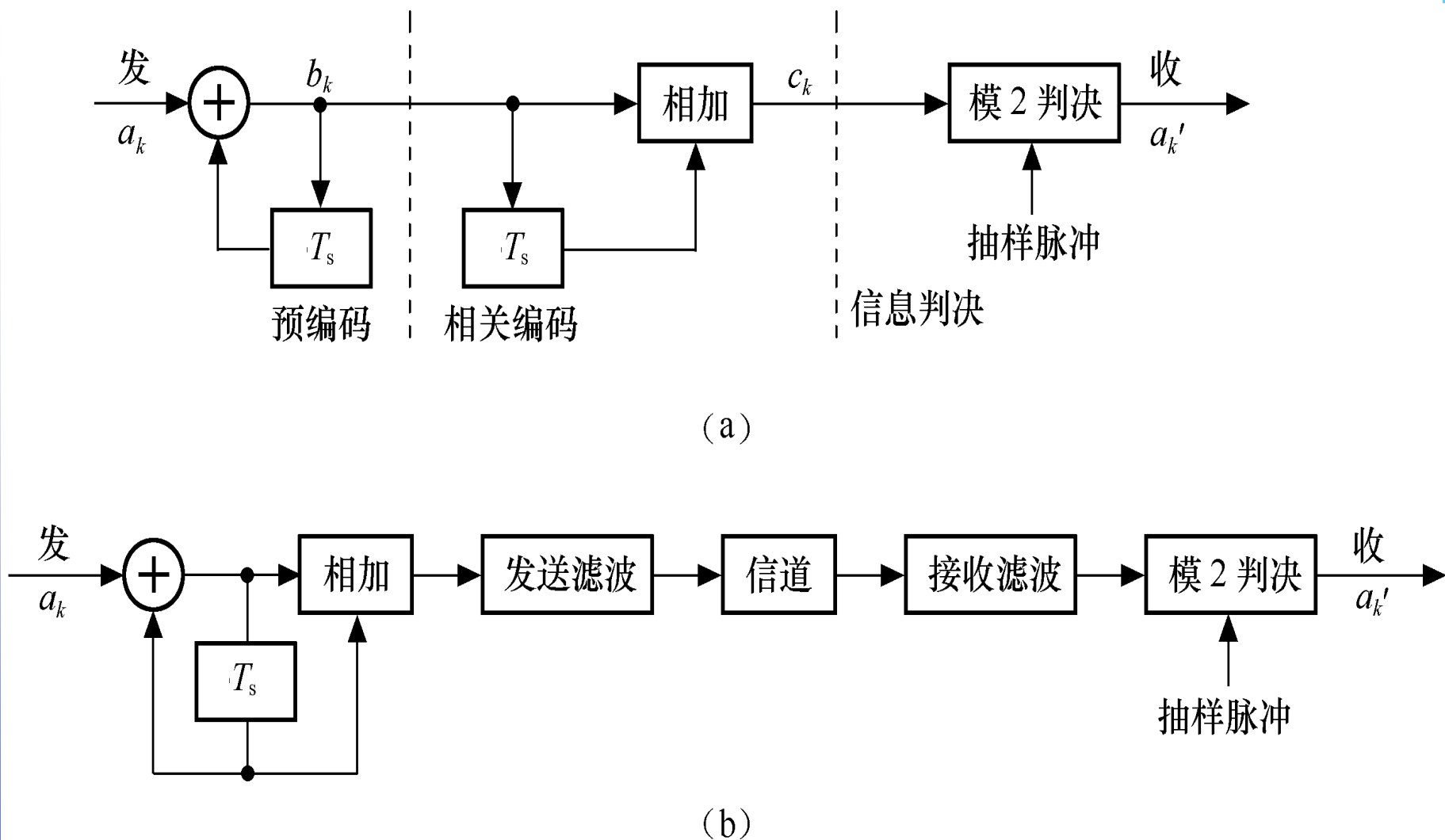


图5-27 第 I 类部分响应系统组成框图

第IV类部分响应系统

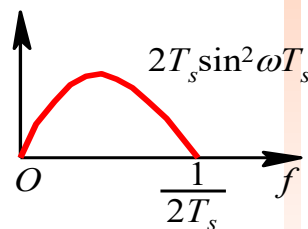
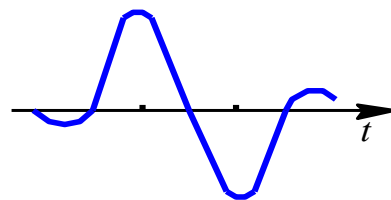
也叫修正双二进制系统

相关编码（变成三元码）

$$\mathbf{c}_n = \mathbf{a}_n - \mathbf{a}_{n-2}$$

系统的总体响应和传递函数

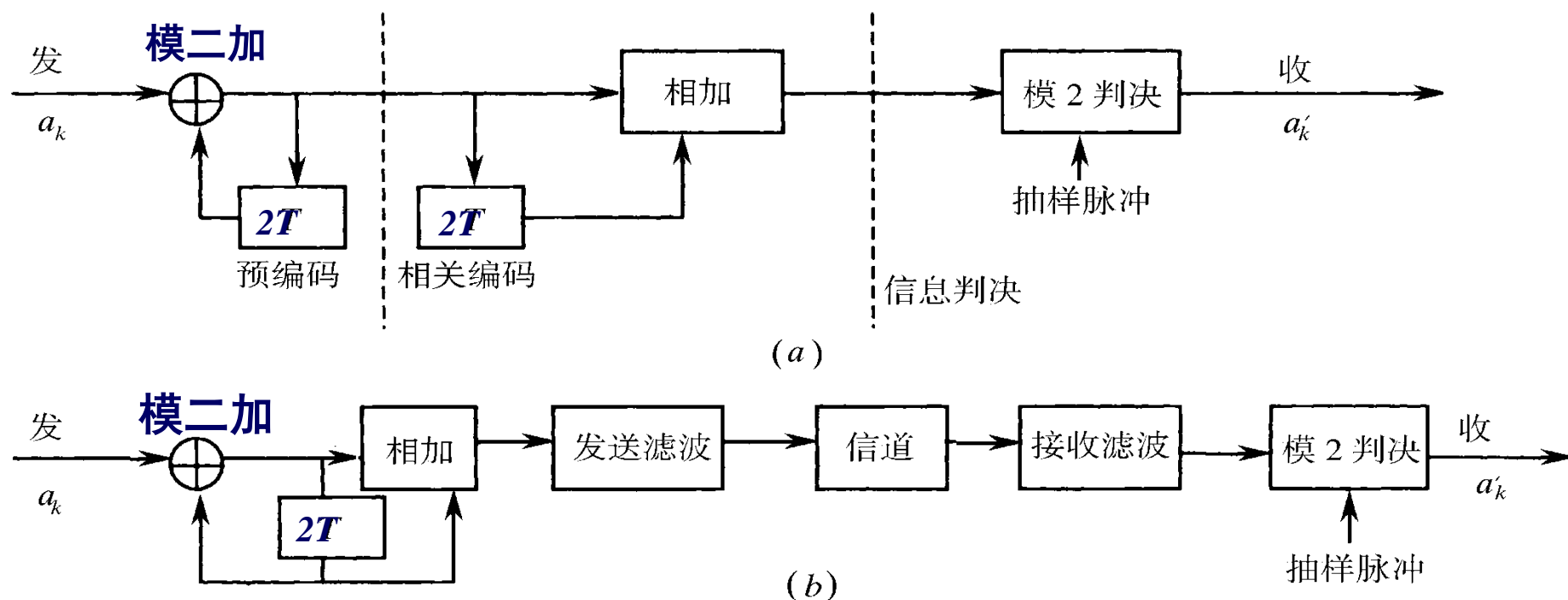
$$h_{IV}(t) = \sin c\left(\frac{t}{T_b}\right) - \sin c\left(\frac{t - 2T_b}{T_b}\right)$$



$$H_{IV}(f) = \begin{cases} \frac{j}{W} \sin\left(\frac{\pi f}{W}\right) \exp\left(-j \frac{\pi f}{W}\right) & |f| \leq W \equiv \frac{1}{2T_b} \\ 0 & f \text{ else} \end{cases}$$

第IV类部分响应系统方框图

- 图(a) — 原理方框图
- 图(b) — 实际系统方框图



当输入为 M 进制信号时，经部分响应传输系统得到的二波形
(第I、IV类)部分响应信号的电平数为 $L=2M-1$ 。

预编码、接收、判决

发射端预编码与接收端判决

- 预编码: $\mathbf{d}_n = \mathbf{b}_n \oplus \mathbf{d}_{n-2}$
- 电平变换 ($1 \rightarrow 1, 0 \rightarrow -1$): $\mathbf{a}_n = 2\mathbf{d}_n - 1$
- 相关编码、理想低通、抽样后:

$$\mathbf{c}_n = \mathbf{a}_n - \mathbf{a}_{n-2} = 2(\mathbf{d}_n - \mathbf{d}_{n-2})$$

- 判决: $\mathbf{b}_n = \mathbf{d}_n \oplus \mathbf{d}_{n-2} = (\mathbf{d}_n - \mathbf{d}_{n-2})_{\text{mod}2}$
 $= (\mathbf{c}_n / 2)_{\text{mod}2}$

在有加性噪声的情况下:

$$y_n = c_n + n_n \quad b_n = \begin{cases} 0 & |y_n| < 1 \\ 1 & |y_n| \geq 1 \end{cases}$$

3、一般部分响应系统

现在我们把上述例子推广到一般的部分响应系统中去。部分响应系统的一般形式可以是N个相继间隔 T_s 的 $\sin x/x$ 波形之和，其表达式为：

$$g(t) = R_1 \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} t}{\frac{\pi}{T_s} t} + R_2 \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} (t - T_s)}{\frac{\pi}{T_s} (t - T_s)} + \dots + R_N \frac{\sin \frac{\pi}{T_s} [t - (N-1)T_s]}{\frac{\pi}{T_s} [t - (N-1)T_s]}$$

(5.96)

式中 R_1, R_2, \dots, R_N 为加权系数，其取值为正、负整数及零。例如，当取 R_1, R_2 ，其余系数为0时，就是前面所述的第Ⅰ类部分响应波形。

对应式（5.96）所示部分响应波形的**频谱**函数为：

$$G(\omega) = \begin{cases} T_s \sum_{m=1}^N R_m e^{-j\omega(m-1)T_s} & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} \\ 0 & |\omega| > \frac{\pi}{T_s} \end{cases}$$

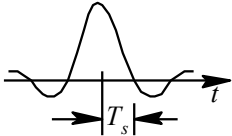
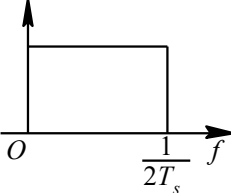
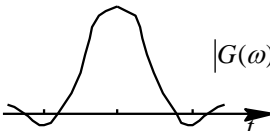
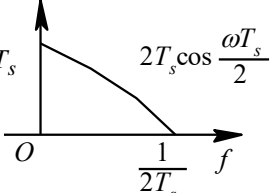
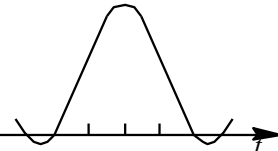
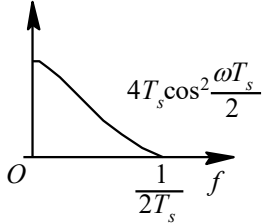
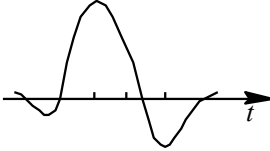
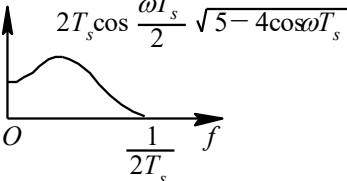
(5.97)

可见， $G(\omega)$ 仅在 $(-\pi/T_s, \pi/T_s)$ 范围内存在。

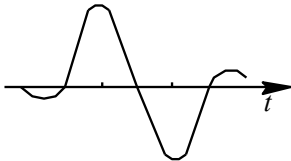
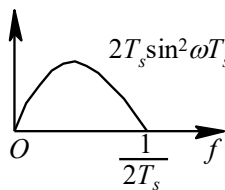
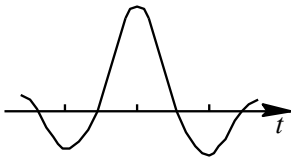
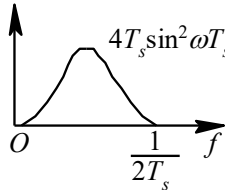
显然，不同的 R_m ($m=1, 2, \dots, N$) 将构成不同类别的部分响应系统，相应地也有不同的相关编码方式。

表5. 2列出了常用的五类不同频谱结构的部分响应系统。为了便于比较，我们将的理想抽样函数也列入表内，并称其为第0类。前面讨论的例子是第1类部分响应系统。

表 5.2 常见的部分响应波形

类别	R 1	R 2	R 3	R 4	R 5	$g(t)$	$ G(\omega) $	$ \omega \leq \pi / T_s$	二进制输入时的 C_k 电平数
0	1								2
I	1	1					$ G(\omega) $		3
II	1	2	1						5
III	2	1	-1						5

续表 (2)

类别	R 1	R 2	R 3	R 4	R 5	$g(t)$	$ G(\omega) $	$ \omega \leq \pi / T_s$	二进制输入时的 C_k 电平数
IV	1	0	-1						3
V	-1	0	2	0	-1				5

综上所述，采用部分响应系统波形，能实现 2Baud/Hz 的频带利用率，而且通常它的 “尾巴”衰减大和收敛快，还可实现基带频谱结构的变化。

部分响应系统的缺点是，当输入数据为 L 进制时，部分响应波形的相关编码电平数要超过 L 个。因此，在同样输入信噪比条件下，部分响应系统的抗噪声性能要比零类响应系统差。

小复习

改善数字基带系统性能的措施

- 时域均衡

- 横向滤波器——改善信道不理想：

- 延迟单元（码元宽度 T_s ）

- 抽头系数（可变增益放大器）

- 迫零调整原理（迫零调整算法）

- 部分响应系统

- 提高频带利用率

- “尾巴”衰减大、收敛快

- 相邻码有已知串扰，可消除

中大光信息

5.9 位同步

- ▶ **位同步**是指在接收端的基带信号中提取码元定时的过程。
- ▶ 位同步是正确取样判决的基础，只有数字通信才需要，不论数字基带传输还是数字频带传输都需要位同步。
- ▶ 所提取的**位同步信息**是频率等于码速率的**定时脉冲**，相位则根据判决时信号波形决定。
- ▶ 实现方法:外同步法和自同步法。

5.9.1 外同步法 — 辅助信息同步法

- 原理：于发送端信号中插入频率为码元速率 ($1/T$) 或码元速率的倍数的位同步信号。

在接收端利用一个窄带滤波器，将其分离出来，并形成码元定时脉冲。

- 插入位同步信号的方法：
 - 时域：连续插入、不连续插入（“位同步头”）
 - 频域：信号频带外插入、信号频带内“空隙”处插入。
- 优缺点：设备较简单；但占用一定的带宽和发送功率。

5.9.2 自同步法

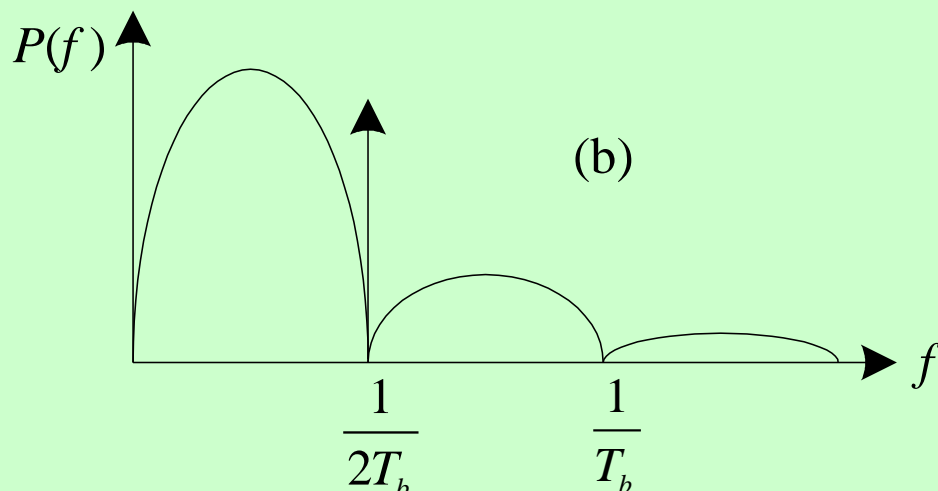
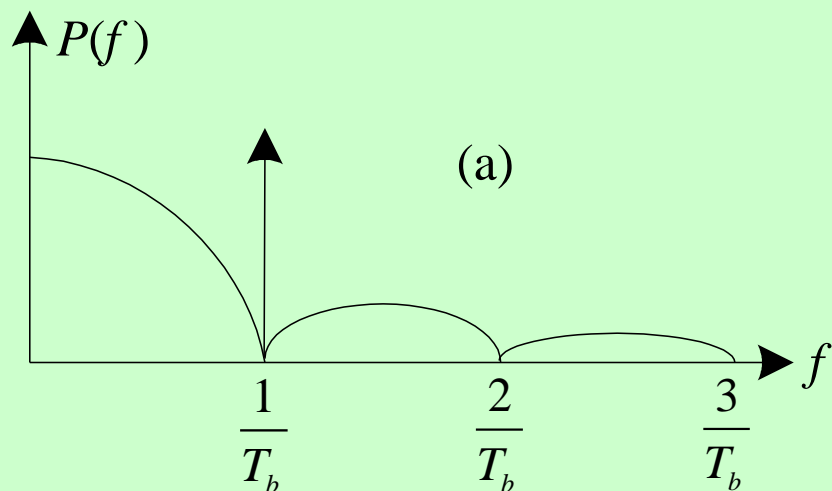
- 开环码元同步法 — 同步电路直接从输入码流中提取发送码流的时钟。
—— 3个具体方案。

5.9.1 外同步法

1.原理:


在发送端信号中**插入**频率为码元速率 ($1/T$) 或码元速率的倍数的位同步信号。

在接收端利用一个窄带滤波器, 将其分离出来, 并形成码元定时脉冲。

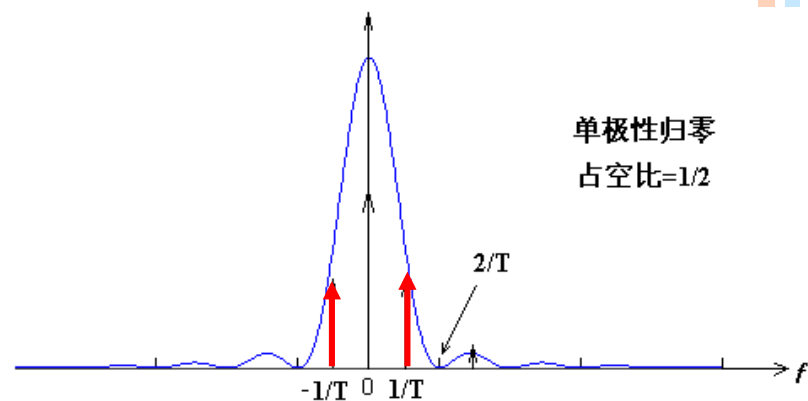
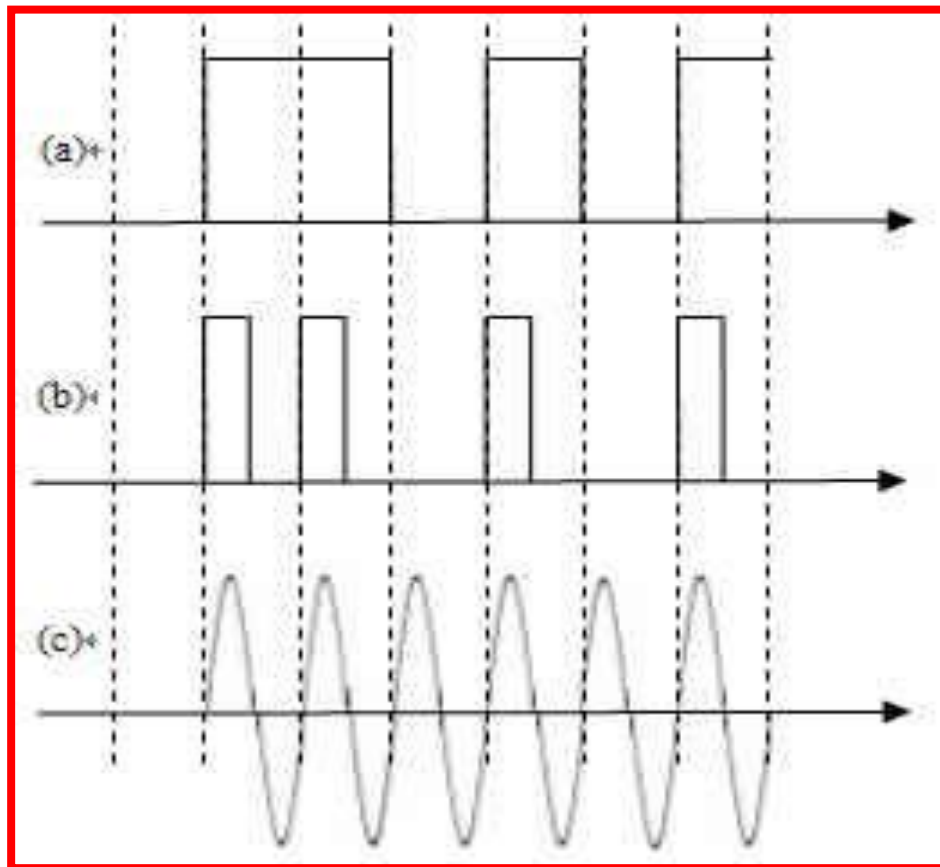
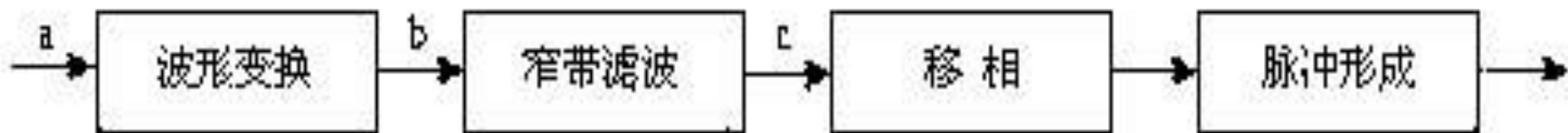


5.9.2 自同步法

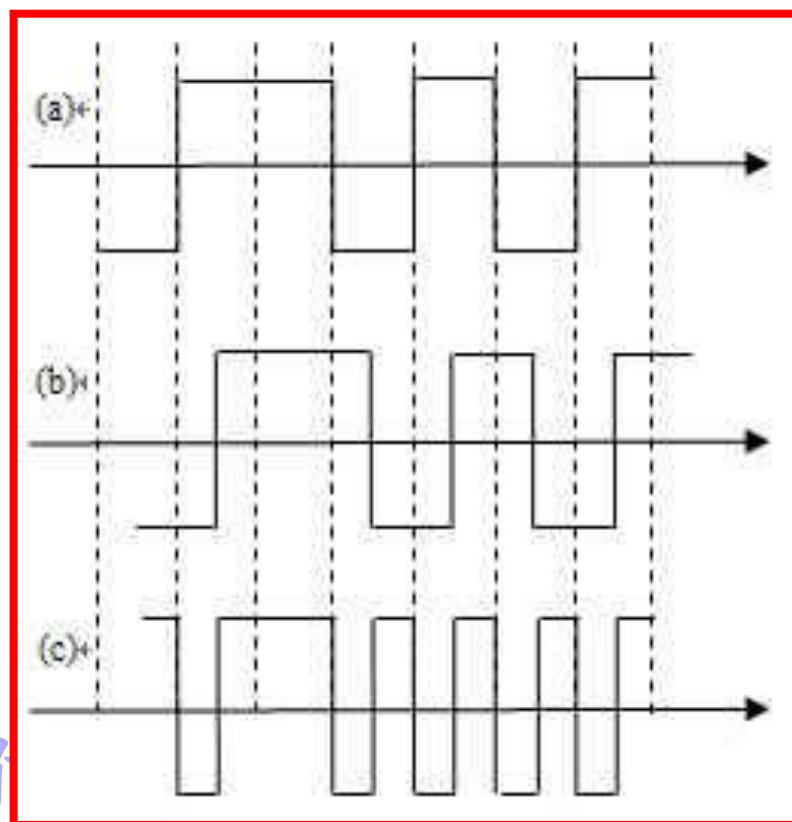
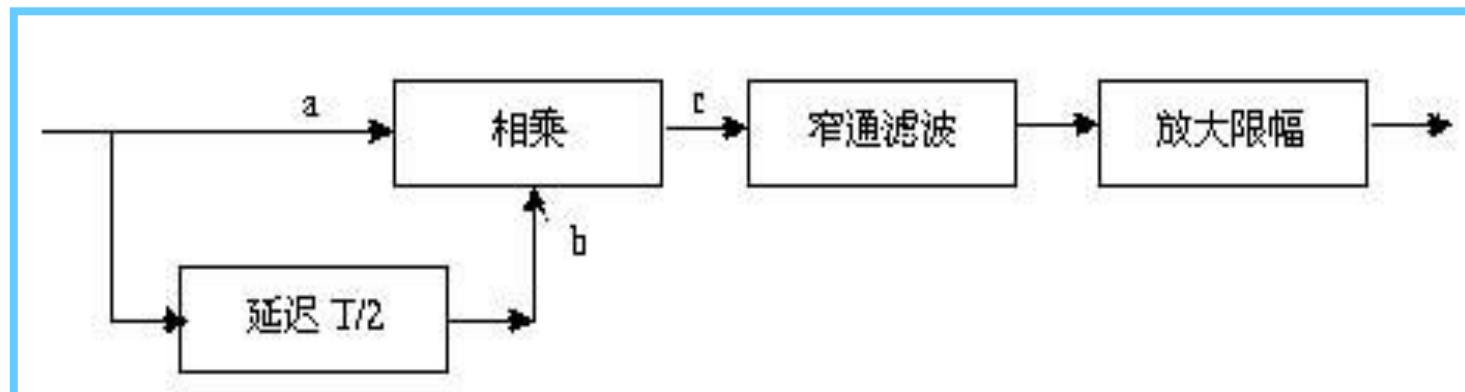
开环码元同步法----令输入基带码元通过一种非线性变换和滤波，从而得到码元速率的频率分量。

- 
1. 波形变换法
 2. 延迟相乘法
 3. 微分整流法

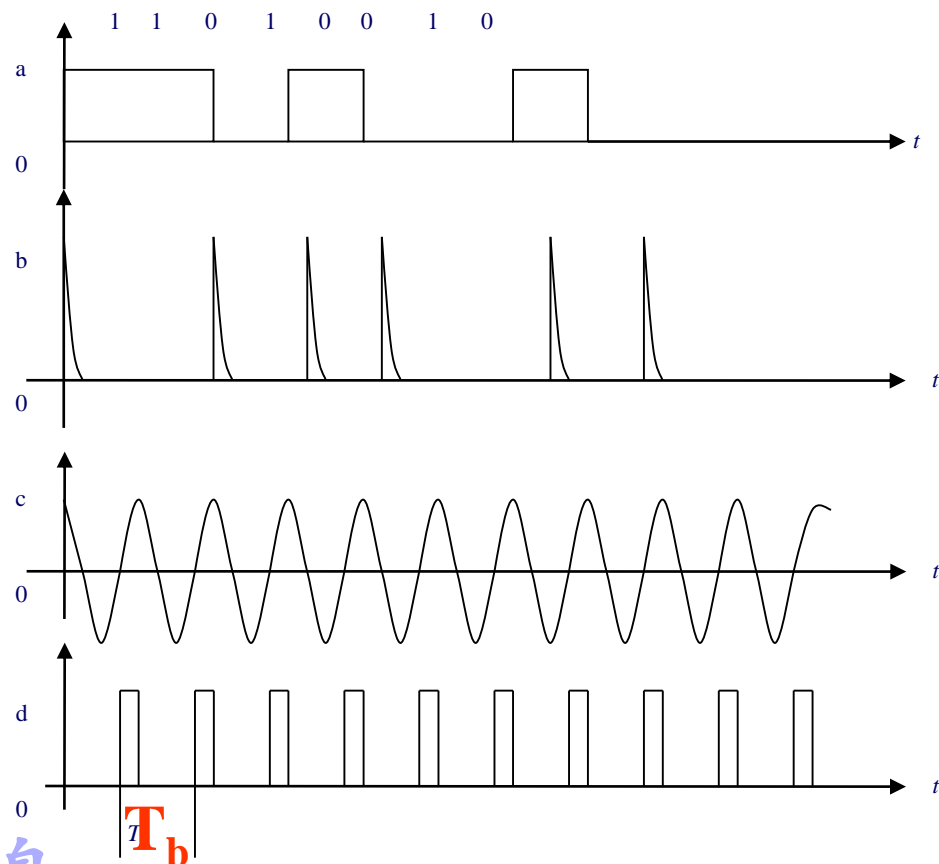
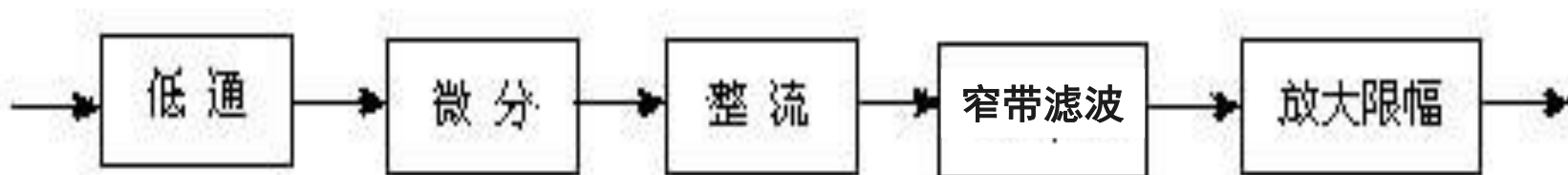
(1) 波形变换法



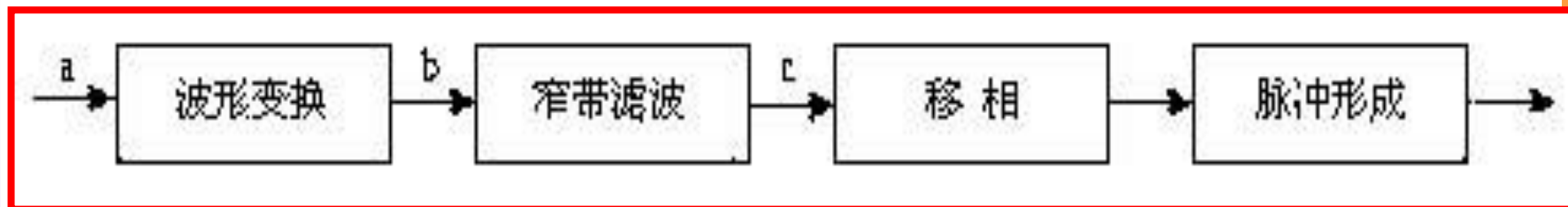
(2) 延迟相乘法



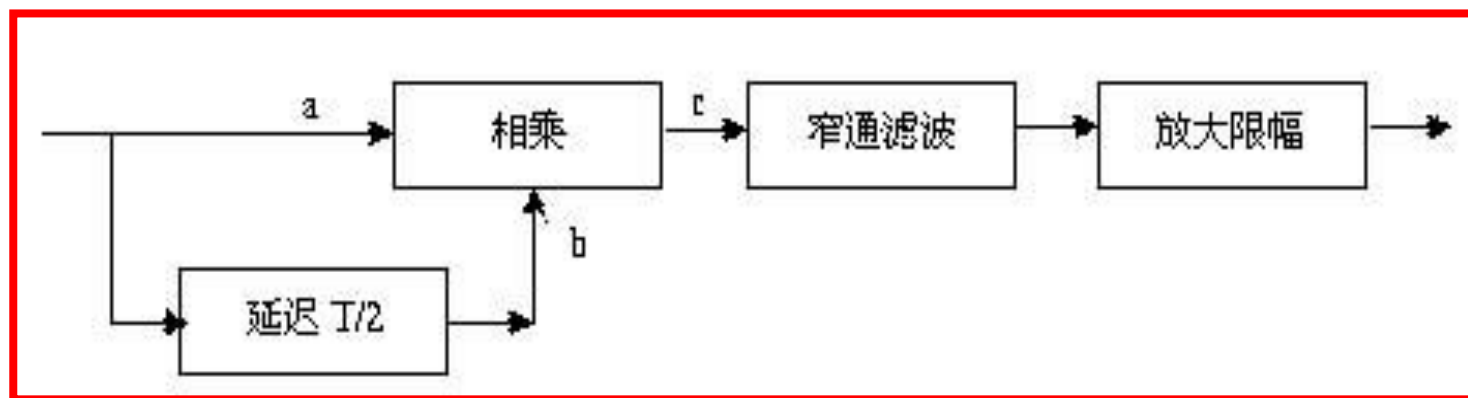
(3) 微分整流法



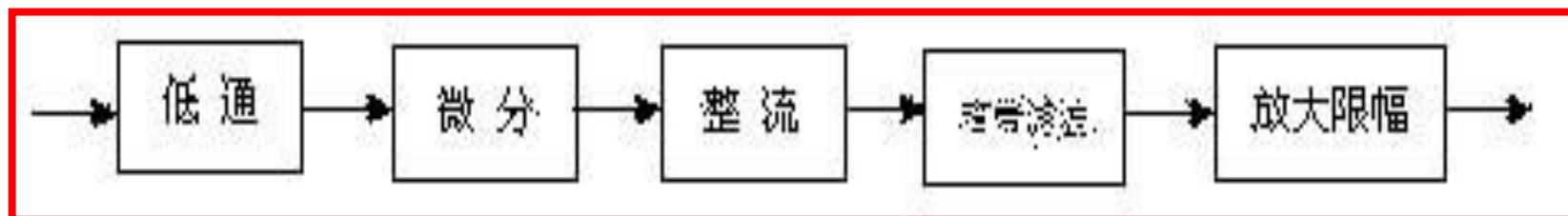
(1) 波形变换法



(2) 延迟相乘法

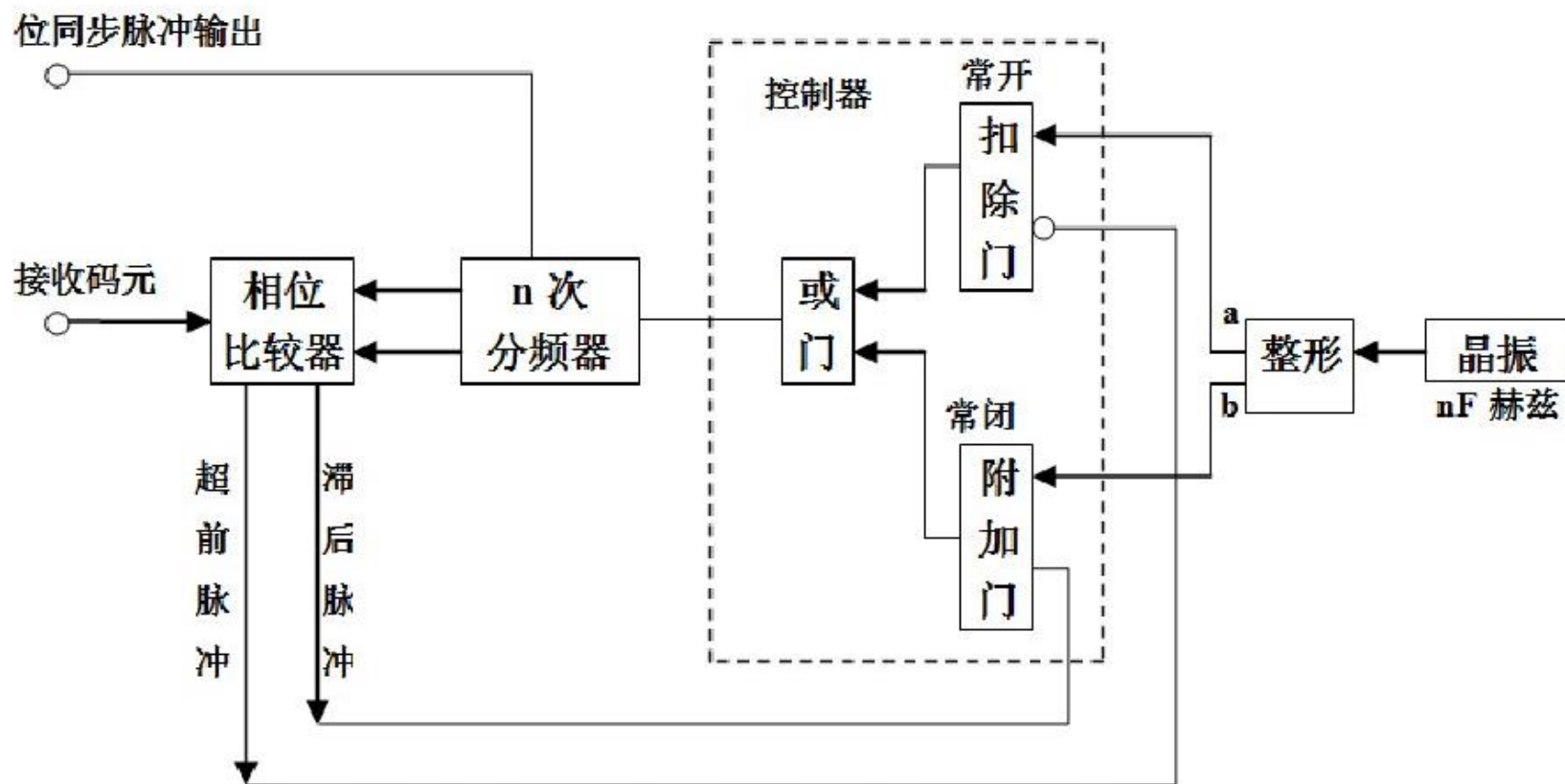


(3) 微分整流法

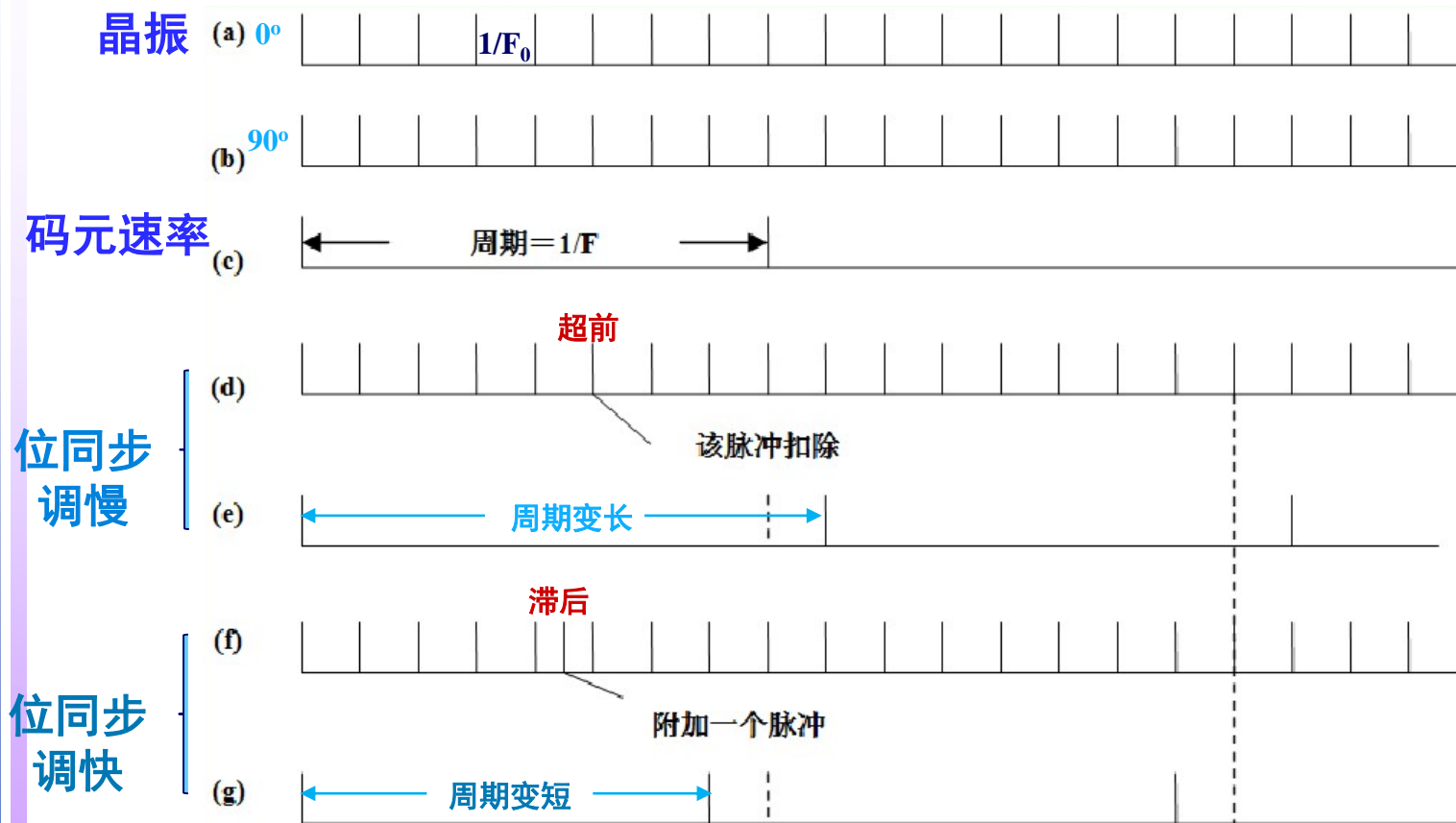


数字锁相环法DPLL

量化同步器

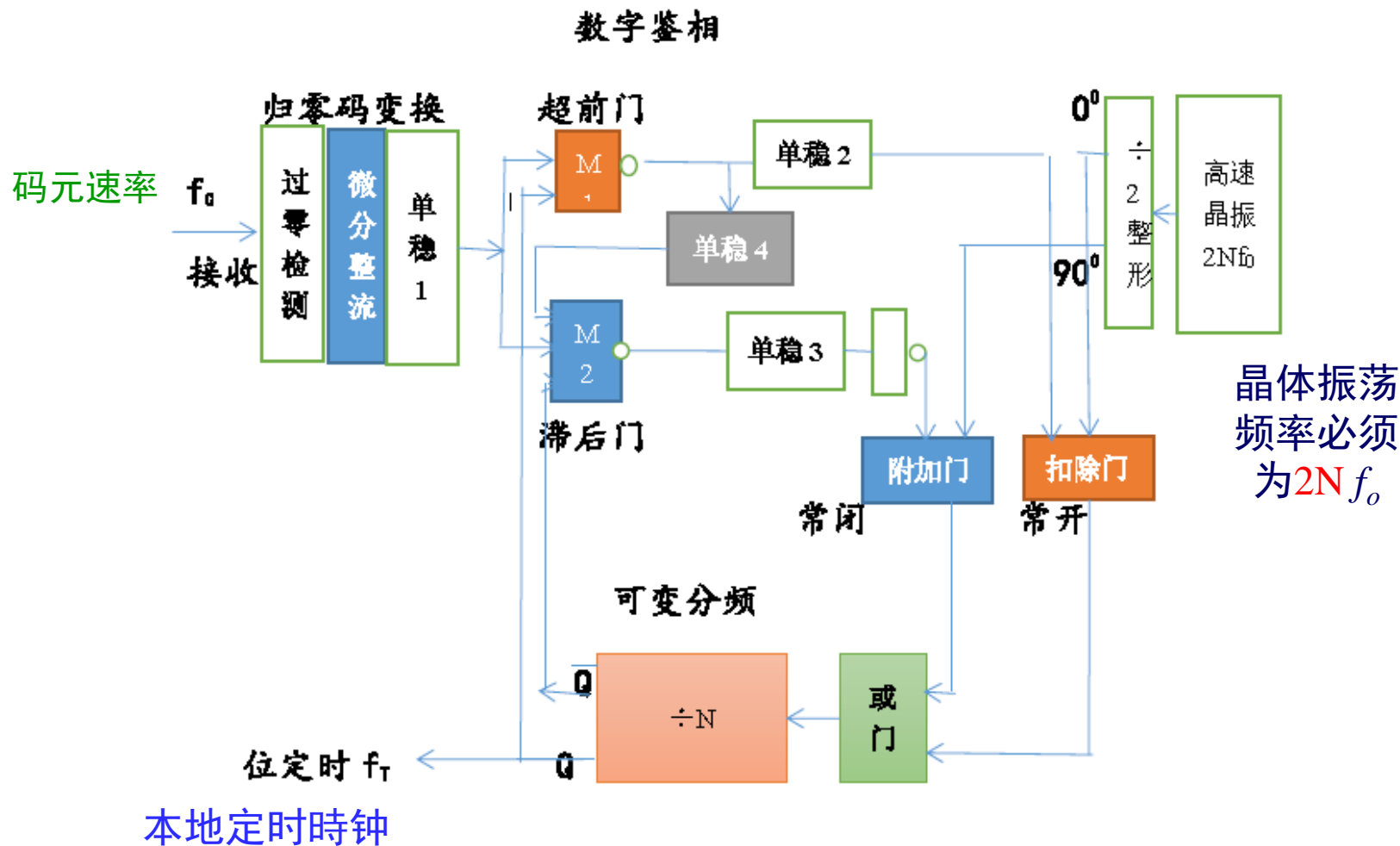


晶振 $F_0 = 8F$ 接收码元速率

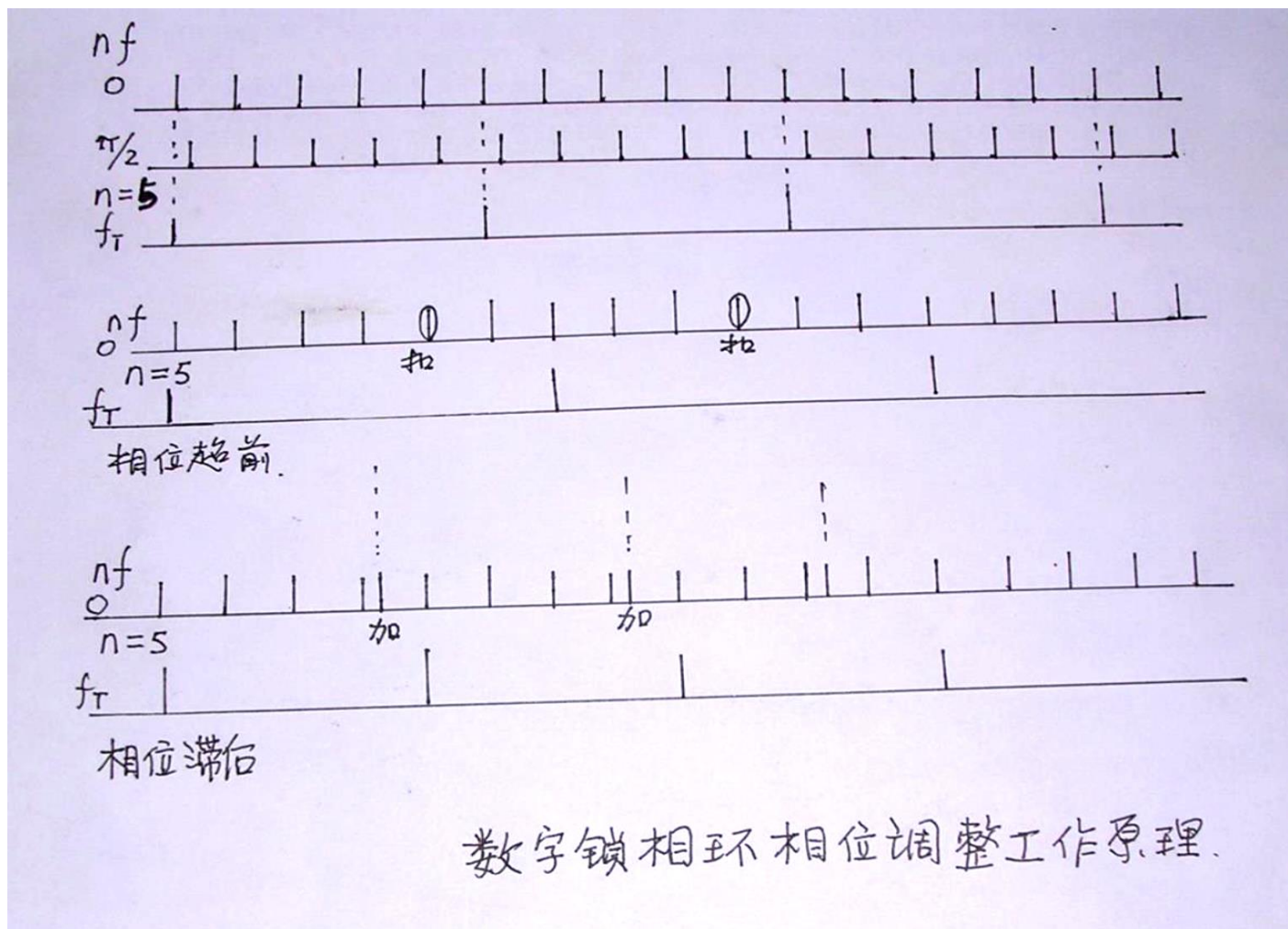


实际的DPLL电路

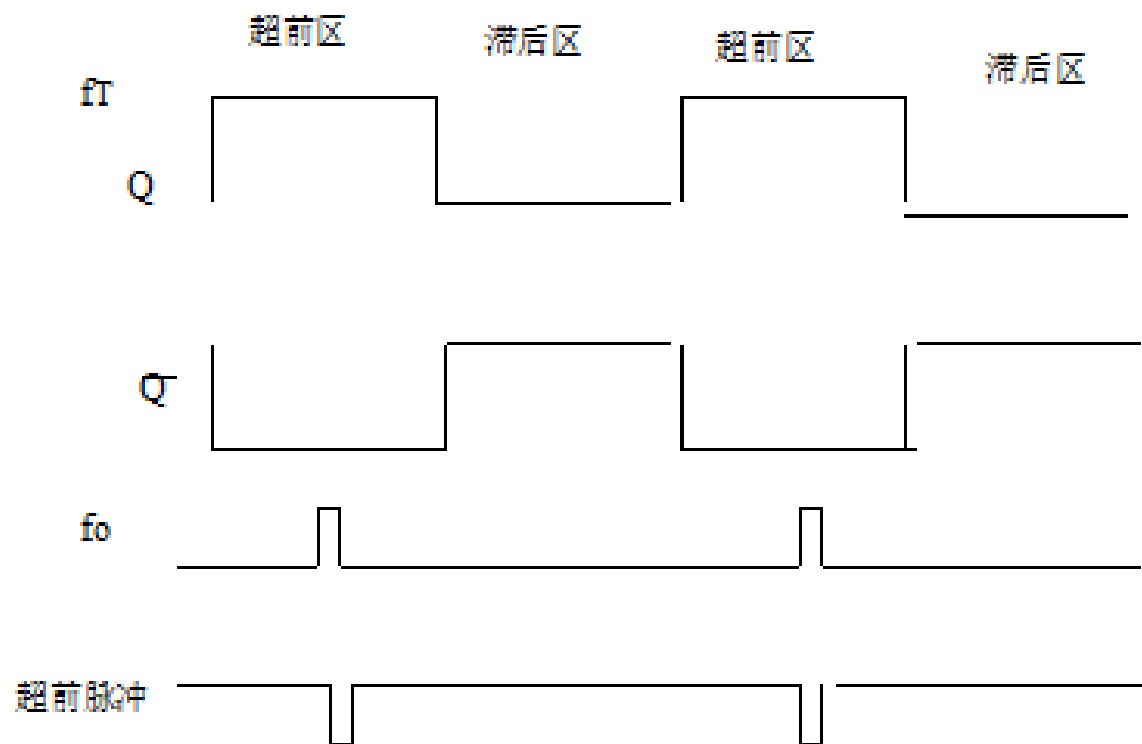
数字锁相环



通过附加脉冲或扣除脉冲来进行同步



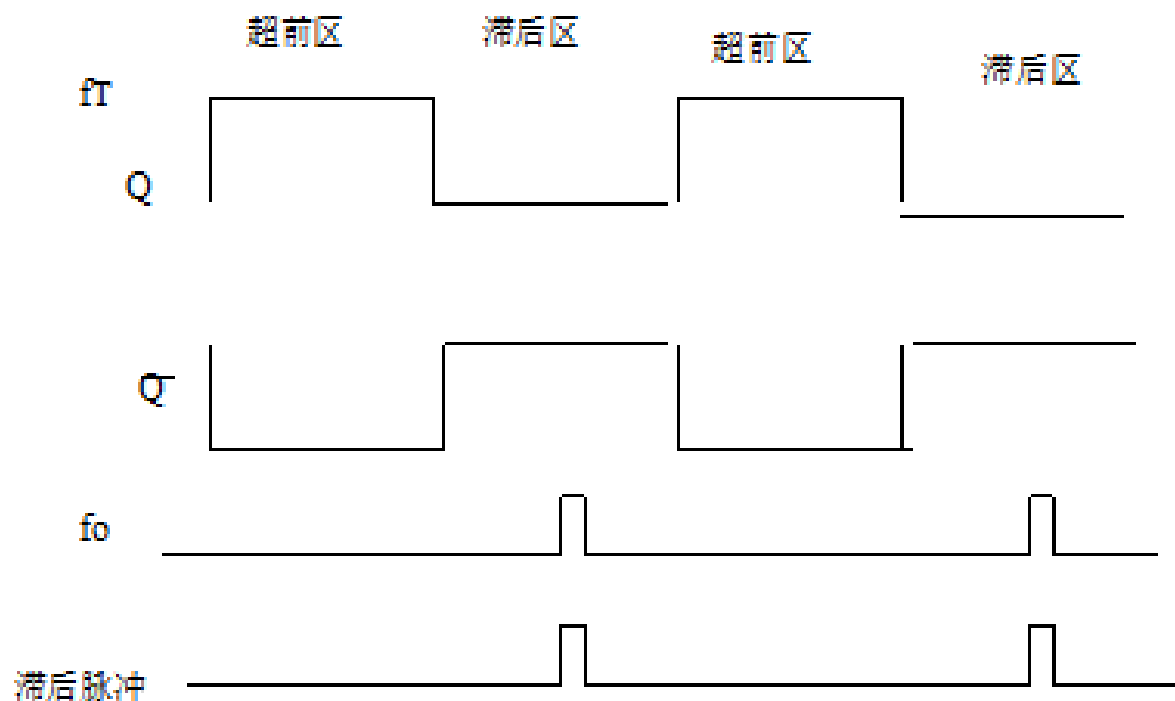
定义超前工作波形



f_o 落在 f_t Q端高电平定义为相位超前，鉴相器输出一个负脉冲，扣除一个0相高频脉冲。

超前工作波形

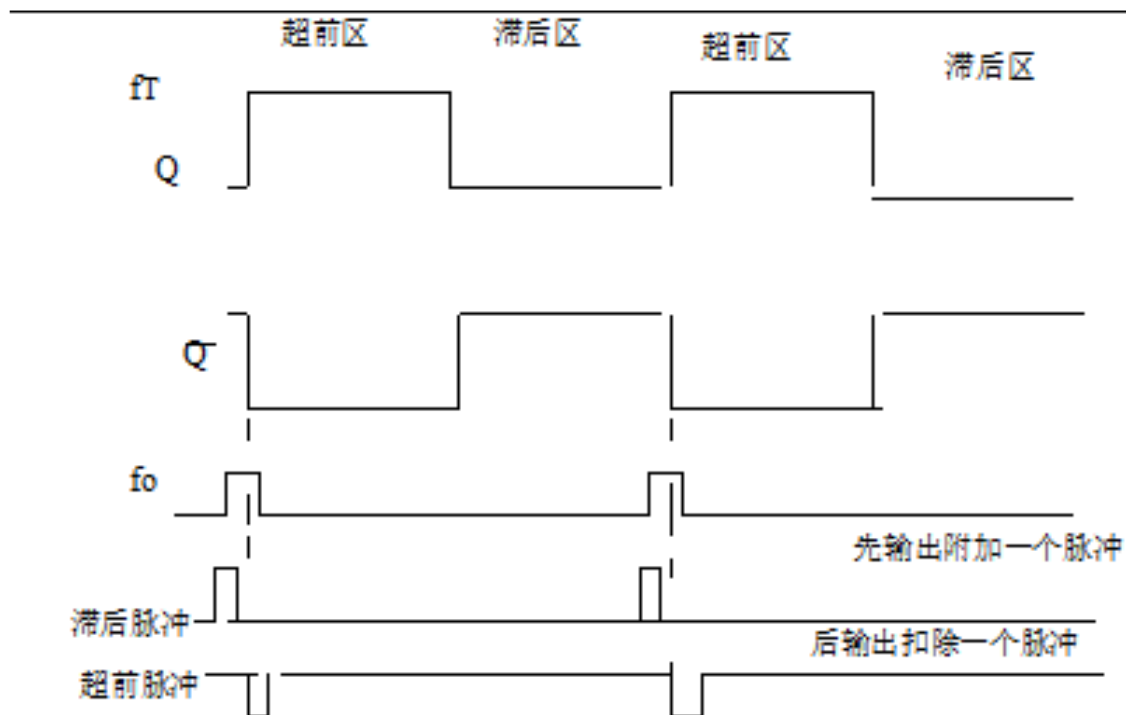
和 滞后工作波形



f_O 落在 f_T Q 端低电平定义为相位滞后，鉴相器输出一个正脉冲，附加一个 $\pi/2$ 相高频脉冲。

滞后工作波形

定义锁定状态！



通过相位调整，使位同步脉冲前沿对准基准同步，环路处于锁定状态。

f_o 落在 f_T Q 端低电平，鉴相器先输出一个正脉冲，附加一个 $\pi/2$ 相高频脉冲。

然后 f_o 落在 f_T Q 端高电平，鉴相器后输出一个负脉冲，又扣除一个0相高频脉冲。
正好互相抵消，按原分频相位工作，环路处于锁定状态。

锁定工作波形

还要防止假锁！

FSK实验中有“位同步”提取

要真正认识**DPLL**，一定要做实验，认真检测相关波形，理解数字电路的工作原理

在**DPSK**实验，重点是“载波同步”，即载波提取，使用模拟**PLL**。

刘老师设计的DPLL电路

数字锁相环

