§ 8.3 位同步

数字通信中位同步或称码元同步的目的是要在接收端确定每个码元符号的正确起止时刻。位同步是数字通信的诸多同步中首要的问题。

如果在传输数据信号的同时再专门传送一路位同步信号，此如直接传送位速率时钟信号或传送作为同步用的伪随机序列等，这种同步方法称为外同步法。

位速率信息是嵌入在数据序列中的，可以用专门设计的电路系统把位同步信息提取出来，这称为自同步。

自同步分为开环滤波法和闭环锁定法。开环滤波法首先利用非线性变换（例如平方运算，过零检测等方法），从接收到的数据信号中产生出位速率功率谱分量，然后用窄带滤波器（可能是锁相环）提取出位同步信号。闭环锁定法是利用各种锁相环路直接从接收到的数据信号中提取位同步信号。

8.3.1开环滤波法位同步

一、基于平方变换的开环滤波法同步

接收机匹配滤波器输出的信号分量隐含有周期为T的周期性，有可能从接收信号中获得频率为$1/T$的时钟信号。接收机匹配滤波器输出为

$$y(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}a_n x(t-nT-\tau_0)+n(t)$$

其中 $x(t)=g_T(t)\otimes g_R(t)$， τ_0**表示数据信号的时钟相位。**

因为$E(a_n)=0$，从$y(t)$中不能直接提取频率为 $1/T$ 的谱线。

由于 $$E\left[y^2(t)\right]=E\left\{\sum_n\sum_m a_n a_m x(t-mT-\tau_0)x(t-nT-\tau_0)+\text{噪声}\right\}$$

$$=\sigma_a^2\sum_{n=-\infty}^{\infty}x^2(t-nT-\tau_0)+\text{噪声项}$$

由泊松公式 $$\sigma_a^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^2(t-nT-\tau_0) = \frac{\sigma_a^2}{T} \sum_m c_m e^{j2\pi m(t-\tau_0)/T}$$

其中 $$c_n = C\left(\frac{n}{T}\right), \qquad C(f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f')\cdot X(f-f')df'$$

如果基带信号 $x(t)$的带宽限于$1/T$，即

$$X(f)=0, |f| > \frac{1}{T}$$

信号经平方运算后包含有直流和频率为 $1/T$的成分。于是用调谐于位速率 $1/T$的窄带滤波器 $B(f)$可以提取出位速率谱线。

如果 $B(1/T)=1$ ，则窄带滤波器输出为：

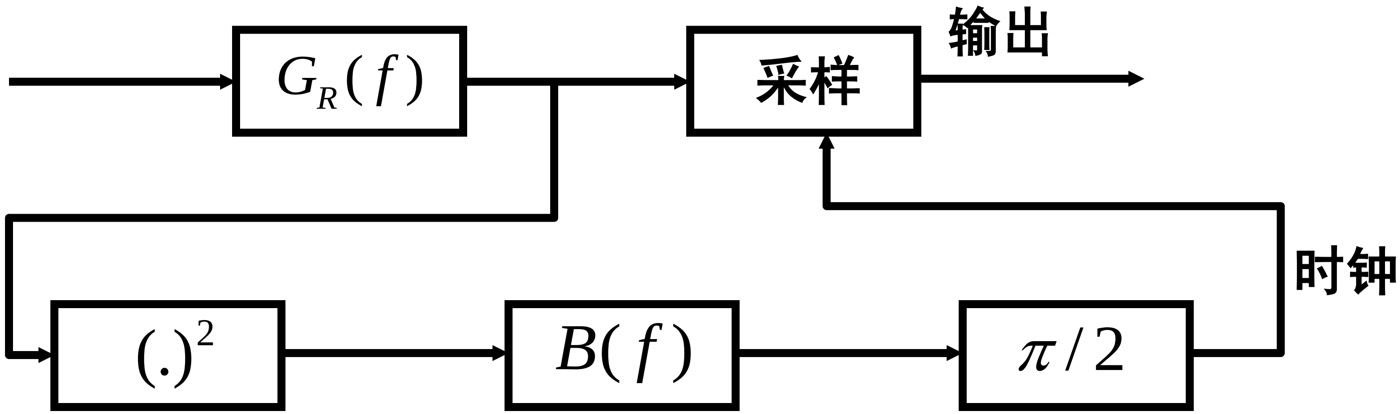
$$\frac{\sigma_a^2}{T}\mathrm{Re}\left[c_1 e^{j2\pi(t-\tau_0)/T}\right] = \frac{\sigma_a^2}{T} c_1 \cdot \cos\frac{2\pi}{T}(t-\tau_0)$$

如果用上述输出的间隔零交叉作为采样时钟，则零交叉时刻为

$$2\pi(t-\tau_0)/T = (4k+1)\pi/2$$

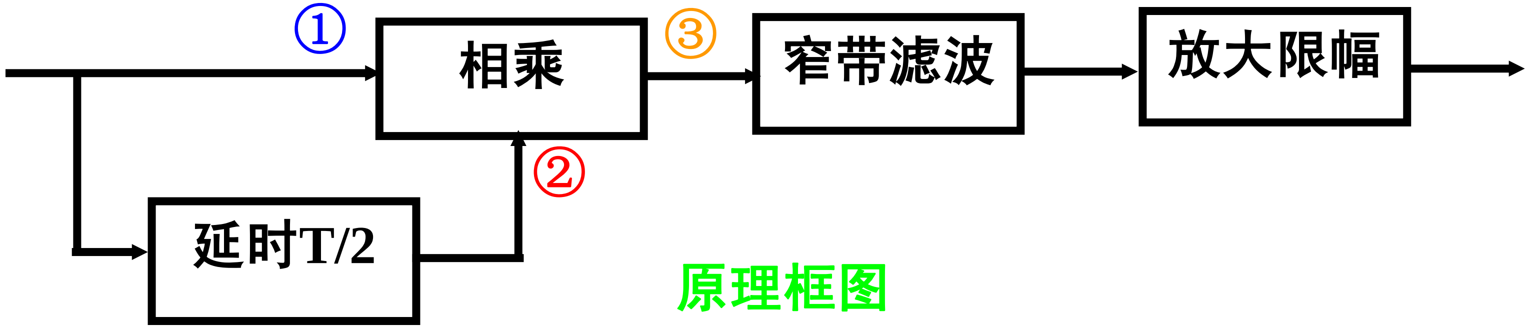
或者 $$t = kT + \tau_0 + T/4$$

上式与数据时钟有一个时延$T/4$，这可通过窄带滤波后的$\pi/4$移相来进行补偿。

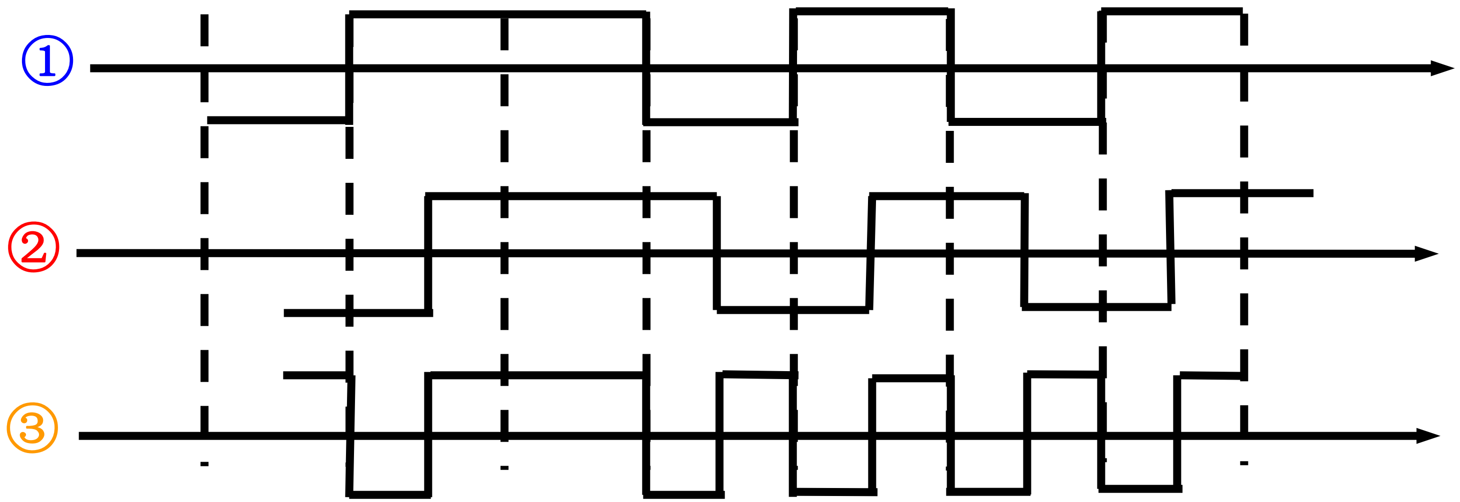


基于平方变换的开环滤波法同步

二、延时相乘法提取位同步信号

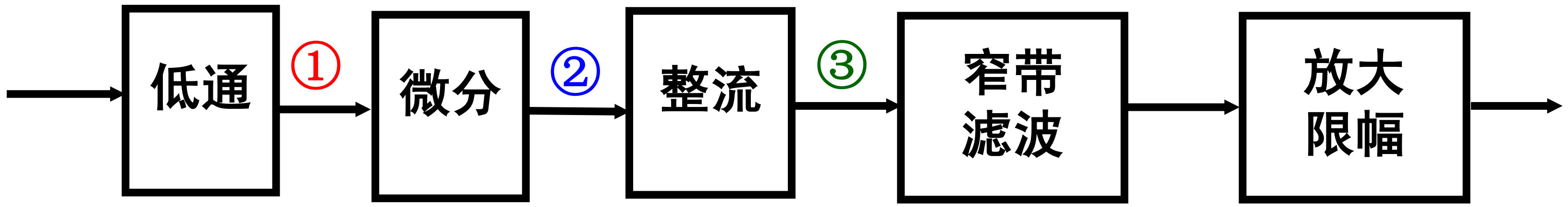


原理框图

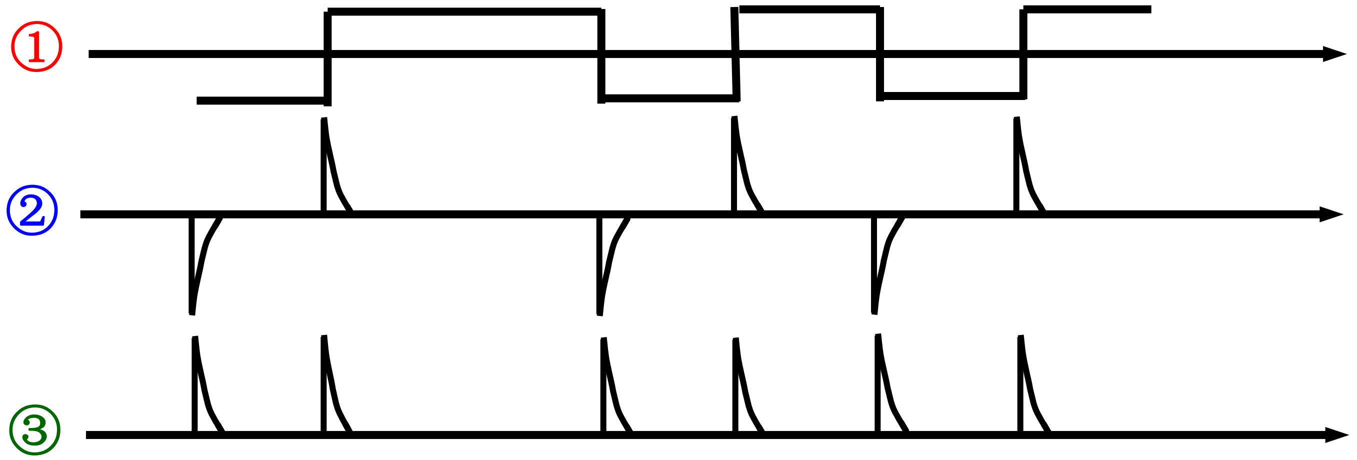


各点波形

三、微分整流位同步



原理框图



波形图

由于噪声的影响，开环滤波法会引入定时误差。经证明利用带宽等于$1/KT$的窄带滤波器（可以对K位长度的输入码元序列进行平均），噪声所产生的平均定时误差近似为$\overline{\varepsilon}$

$$\frac{|\overline{\varepsilon}|}{T} \approx \frac{0.33}{\sqrt{KE_b/N_0}}, \qquad \frac{E_b}{N_0} > 5, K \geq 18$$

定时误差ε的方差为

$$\frac{\sigma_\varepsilon}{T} \approx \frac{0.411}{\sqrt{KE_b/N_0}}, \qquad \frac{E_b}{N_0} > 1$$

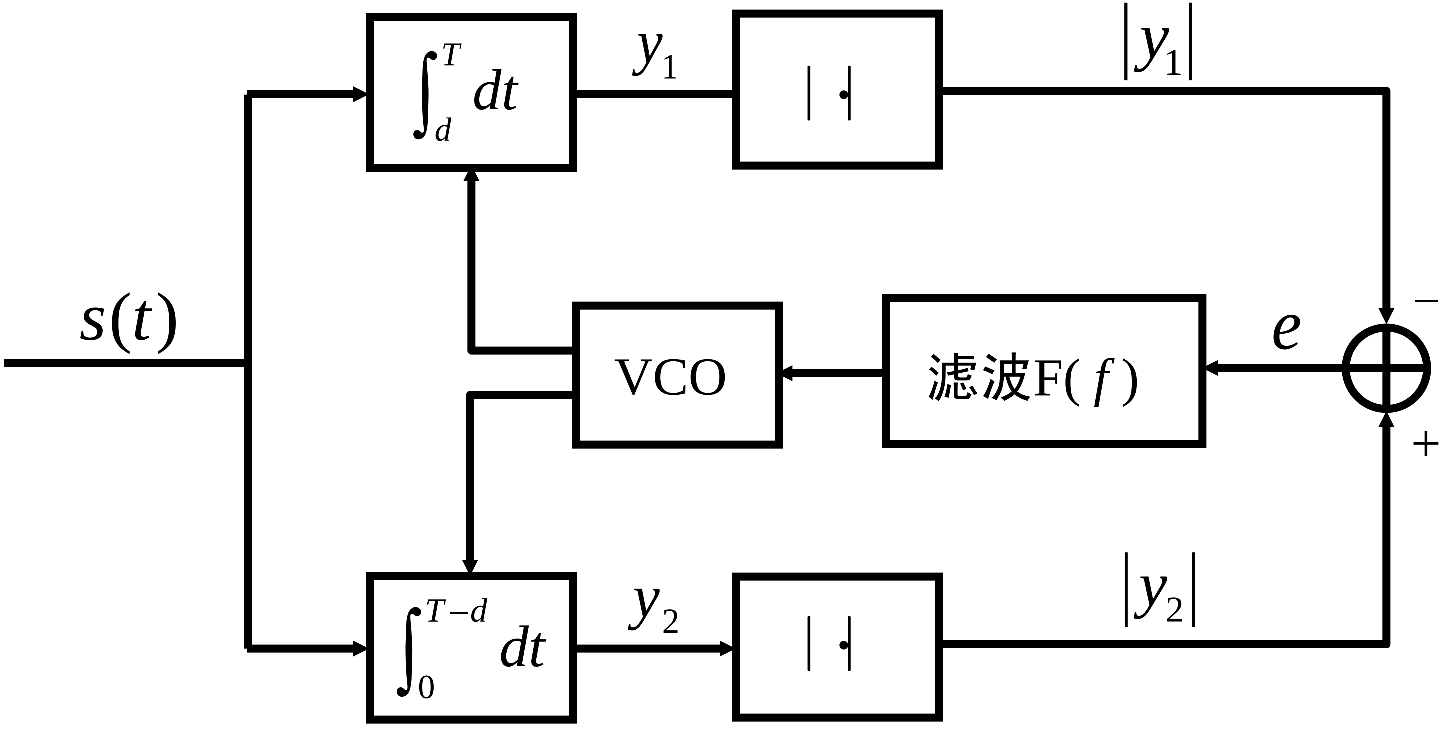
对于给定的窄带滤波器，接收信噪比充分大时，可提供精确的位同步。

8.3.2 闭环锁定法位同步

开环滤波法位同步的主要缺点在于存在非零平均跟踪误差。虽然当大信噪比时，平均误差可以非常小，但由于同步信号波形直接依赖于输入信号，所以平均位同步误差是不可避免的。闭环锁定法通过对输入信号和本地时钟信号的比较测量来使本地时钟信号与输入数据转换时刻同步，闭环锁定法工作方式和载波跟踪环路一样，可以消除平均跟踪误差。

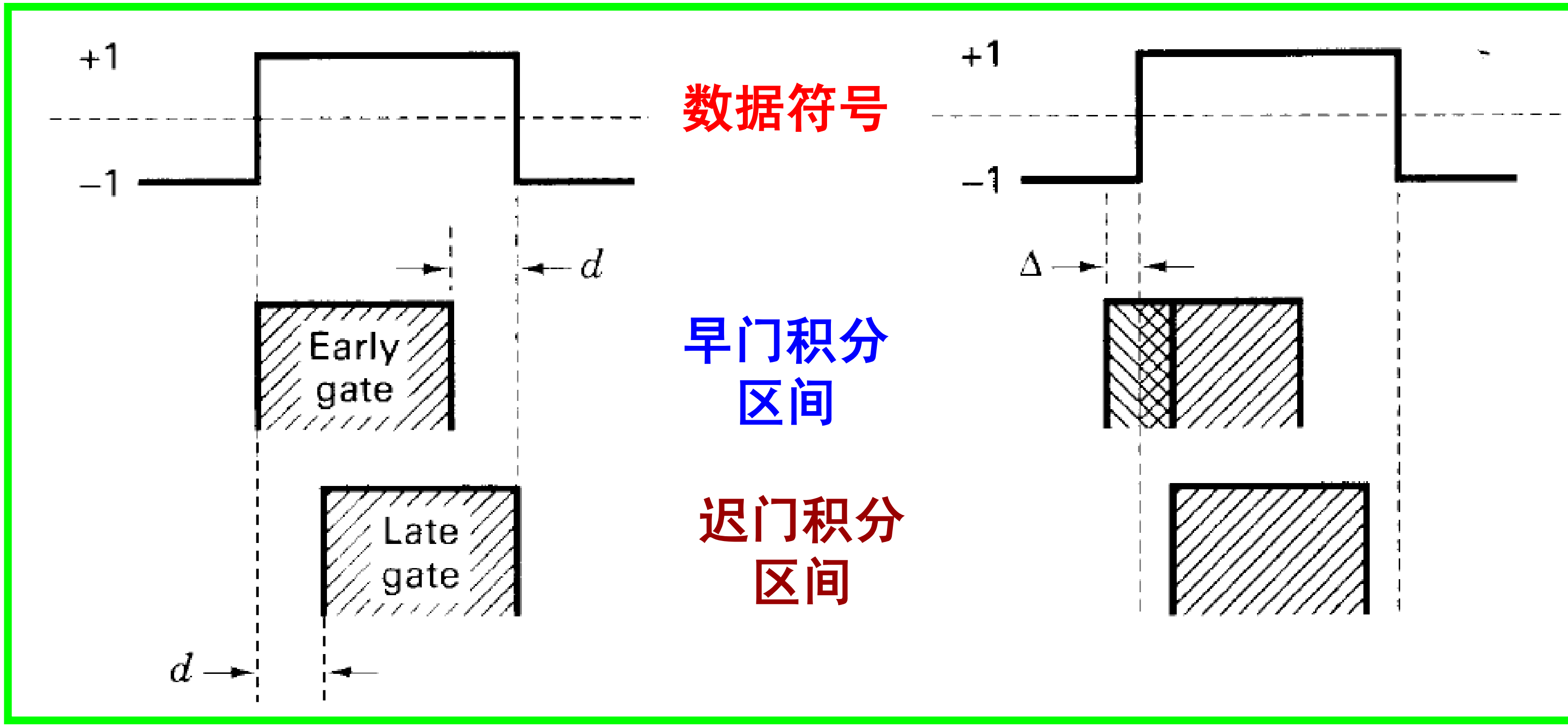
一、早—迟门同步环

早—迟门同步环是一种最为通用的闭环锁定位同步方法。虽然它是次最佳的，但它较容易实现。



早—迟门同步环

早—迟门同步环有二个积分器，一个称早积分器，另一个称为迟积分器。二个积分器的积分时间长度相等，都等于 $T-d$，积分器的起止时刻由VCO控制。二个积分器输出的绝对值之差作为接收机符号定时误差的度量，经环路滤波器，其输出用来控制VCO，对定时误差进行校正。



如果接收机的早—迟门定时超前于输入数据，二个积分器输出的绝对值差为 $e=-2\Delta$。这个误差信号使得VCO的输出频率降低，延迟了接收机的早—迟门定时，使得接收机时钟与输入数据定时相接近。

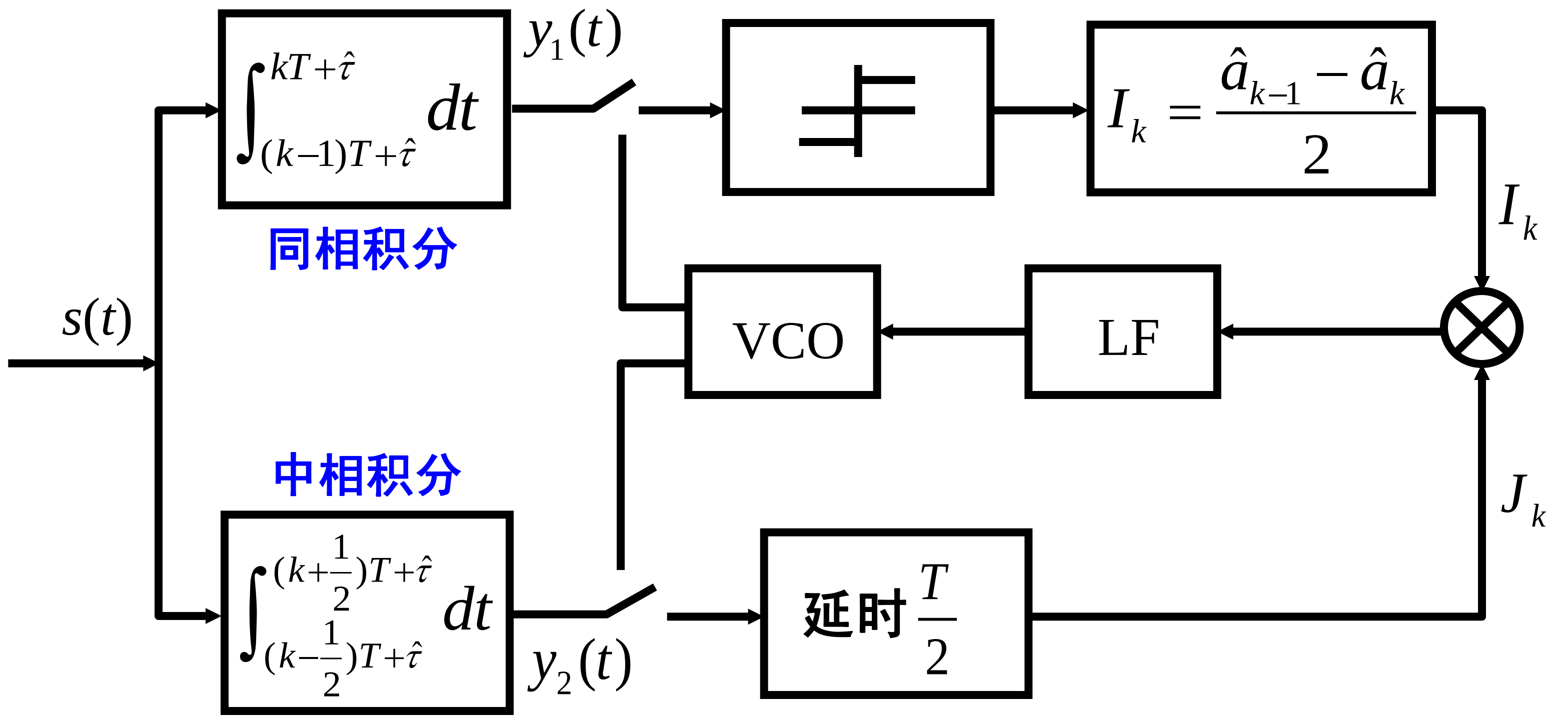
如果早—迟门定时迟于输入数据时钟，同样会产生误差信号 $e=2\Delta$ ，使得VCO的输出频率提高，接收机早—迟门定时得到推前，使接收机时钟与输入数据时钟的误差减小。

如果接收机的早—迟门定时同步于输入数据，二个积分器输出的绝对值差相同，误差电压等于零，所以同步是稳定的。

当数据状态不发生转换时，误差信号也为零。由于实际上早—迟门同步环的二个支路不可能做得完全一样，因此即使没有数据状态转换，二路积分器输出也会有偏差。虽然设计良好的积分器可以使得这种偏差很小，但很长的同种数据符号序列会使同步漂移。因此要限制同种数据符号的长度（也就是要限制数据序列中连“0”或连“1”的长度）。另外一种办法是修正早—迟门同步环，例如采用Tau-dither环路，这种环路仅使用一只积分器，从而可以消除二个支路的不平衡问题。早—迟门同步环中二个积分器的积分区间长度一般大于半个符号长度，但小于一个符号长度。

二、数据转换跟踪环（DTTL）

从参数最大似然估计原理推导出来的数据转换跟踪环（DTTL）（也称为同相—中相位同步环）是一种判决反馈位同步环。这是一种性能优良的位同步环。



数据转换跟踪环

输入信号为 $$s(t)=\sqrt{P}\sum_k a_k p(t-kT-\tau)$$

其中P**为信号功率，** τ **为传输延时，**$a_k=\pm 1$， $p(t)$**为不归零脉冲。**

VCO输出的符号同步定时估计为 $\hat{\tau}$ **，同步误差为**$\Delta\tau=\tau-\hat{\tau}$**。**

同相积分 $$y_1(t)=K_1\int_{(k-1)T+\hat{\tau}}^{kT+\hat{\tau}} s(t)dt$$

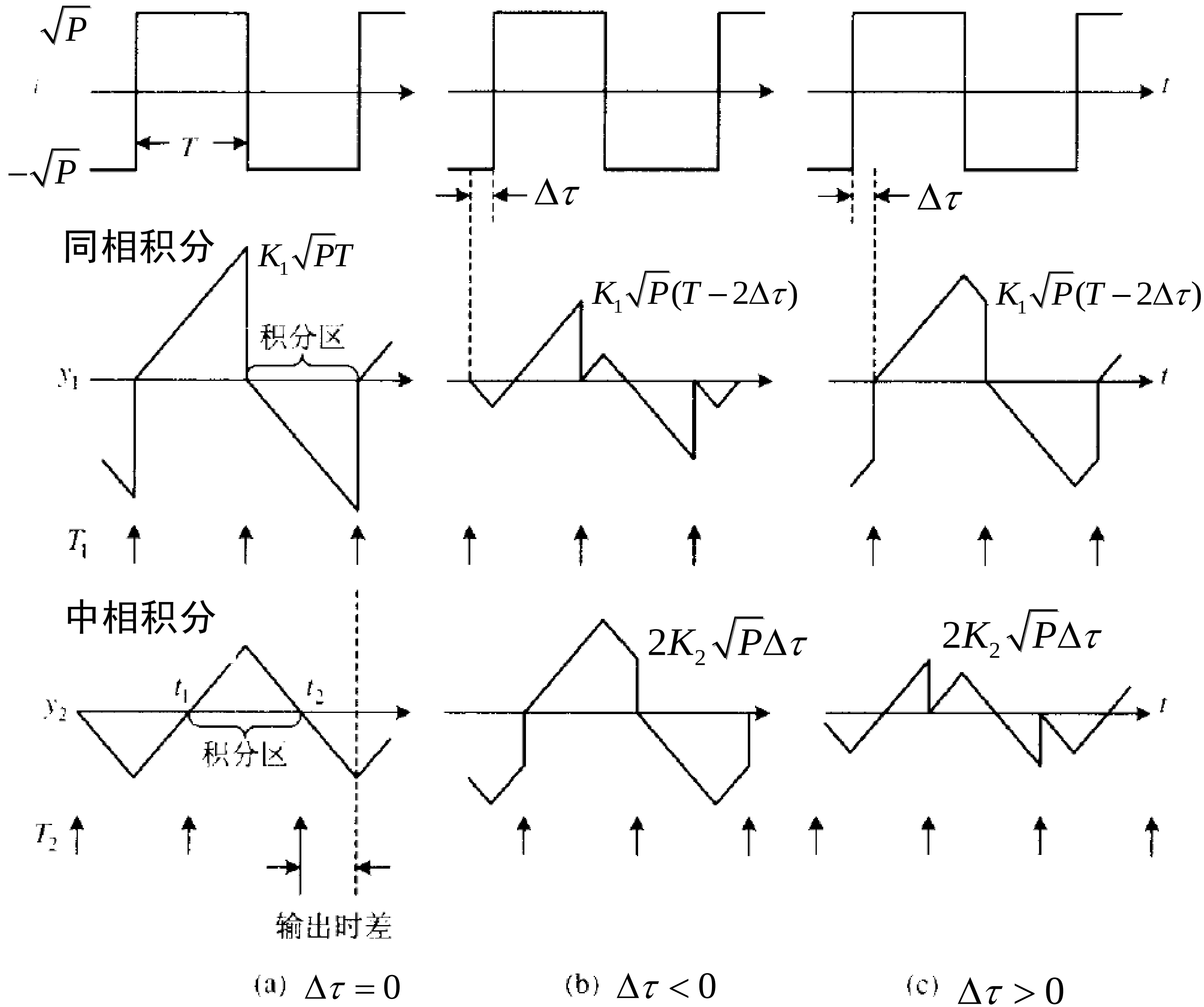
$\Delta\tau=0$，**积分值为**$\pm K_1\sqrt{P}T$

$\Delta\tau\neq 0$，**若前后符号极性转换，积分值为**$\pm K_1\sqrt{P}(T-2\Delta\tau)$

若前后符号极性无转换，积分值为$\pm K_1\sqrt{P}T$

数据转换检测器输出，

$$I_k=\frac{\hat{a}_{k-1}-\hat{a}_k}{2}=\begin{cases}0 & \text{极性不转换}\\ 1 & \text{数据从}+\text{转为}-\\ -1 & \text{数据从}-\text{转为}+\end{cases}$$



$\sqrt{P}$
$-\sqrt{P}$
T
t
$\Delta\tau$
$\Delta\tau$
同相积分
$K_1\sqrt{P}T$
$K_1\sqrt{P}(T-2\Delta\tau)$
$K_1\sqrt{P}(T-2\Delta\tau)$
积分区
y_1
T_1
中相积分
$2K_2\sqrt{P}\Delta\tau$
$2K_2\sqrt{P}\Delta\tau$
y_2
t_1
t_2
积分区
T_2
输出时差
(a) $\Delta\tau=0$
(b) $\Delta\tau<0$
(c) $\Delta\tau>0$

数据转换跟踪环波形

中相积分

中相积分器的积分区间跨在二个码元之间，积分式子为：

$$y_2(t)=K_2\int_{(k-\frac{1}{2})T+\hat{\tau}}^{(k+\frac{1}{2})T+\hat{\tau}} s(t)dt$$

准确同步时：

码元有极性转换，其积分值均为零；

无码元极性转换，其积分值为 $\pm K_2\sqrt{PT}$ 。由于此时转换检测器输出 $I_k=0$，所以 J_k 被消除，对环路无作用。

当 $\Delta\tau<0$，对应数据由正至负码元转换时，积分结果为 $2K_2\sqrt{P}\Delta\tau$；当对应数据由负转正时，积分结果为 $-2K_2\sqrt{P}\Delta\tau$ 。这二种情况下，用码元转换信号对中相积分值进行符号校正后所得误差控制信号为：

$$v_d(t)=2K_2\sqrt{P}\Delta\tau$$

当 $\Delta\tau>0$，结果与 $\Delta\tau<0$ 时情况相反，所得误差控制信号为：

$$v_d(t)=-2K_2\sqrt{P}\Delta\tau$$

可以得出结论：

（1）中相积分器输出的幅度与同步误差绝对值有关，而与同步误差的极性无关；

（2）中相积分器输出的极性既和同步误差的极性有关，也和前后信号码元极性转换方向有关。

所以中相积分器输出不能直接作为误差信号去控制VCO的时钟相位，必须和数据转换检测器输出相结合才能得到既能反映同步误差大小，又能反映同步误差极性的误差信号。

延时电路：

中相积分器输出时刻和同相积分器输出时刻不同，时间超前 $T/2$。同时数据判决、极性转换检测需要延时一个符号，中相积分输出时刻与为了数据极性转换时刻对齐，中相积分输出要延时 $T/2$。

假设数据极性是等概率出现，前、后符号出现极性转换的概率为 $1/2$。

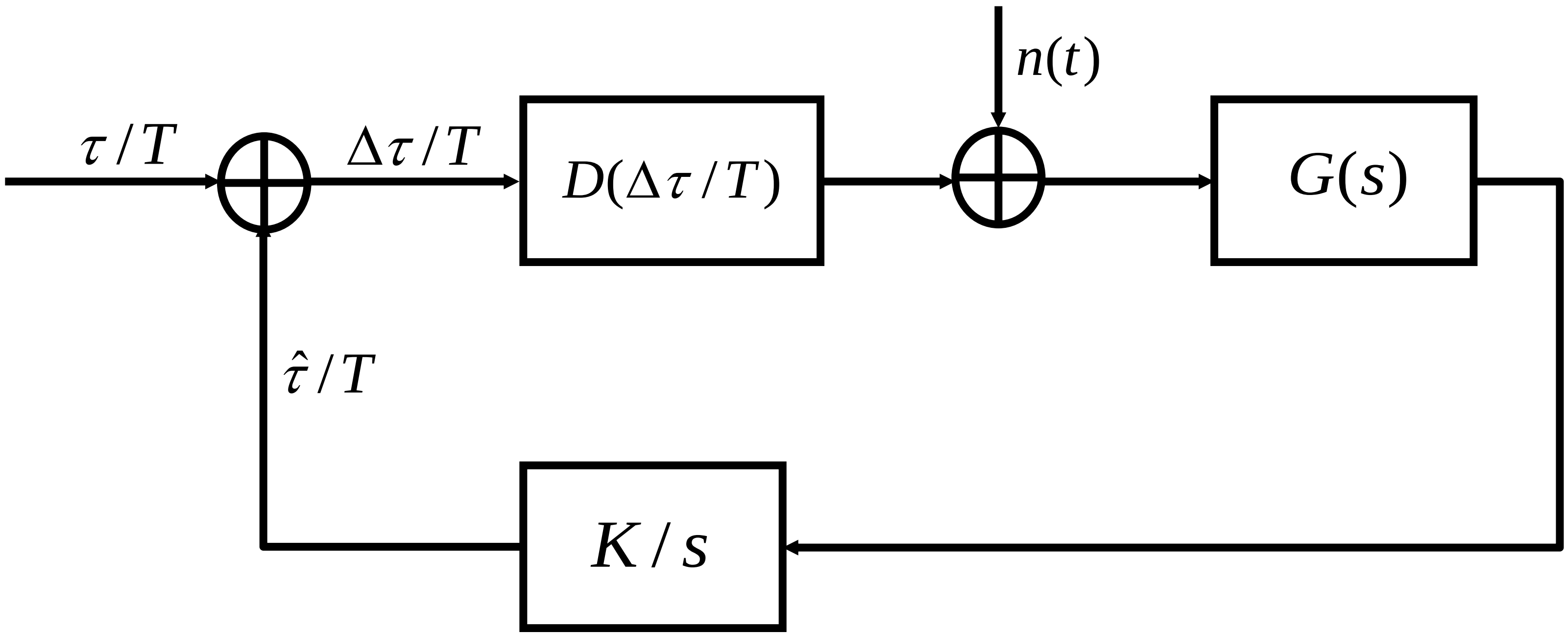
在无噪声情况下，工作在跟踪模式下的鉴相特性增益为：

$$\frac{1}{2}\left[2K_2\sqrt{P}\Delta\tau\right]=K_2\sqrt{P}\Delta\tau$$

考虑到噪声的影响，同相积分支路中符号判决可能有差错的。设差错概率为 P_e，在原来符号有极性转换条件下，则正确判决 I_k 的概率为 $(1-P_e)^2$， I_k 被错误判反的概率为 P_e^2，由于判决差错使 $I_k=0$ 的概率为 $2P_e(1-P_e)$，所以考虑到误码平均鉴相特性增益为：

$$D(\Delta\tau)=E[I_kJ_k|\Delta\tau]=K_2\sqrt{P}\Delta\tau[(1-P_e)^2-P_e^2]$$

$$=K_2\sqrt{P}\Delta\tau(1-2P_e)$$



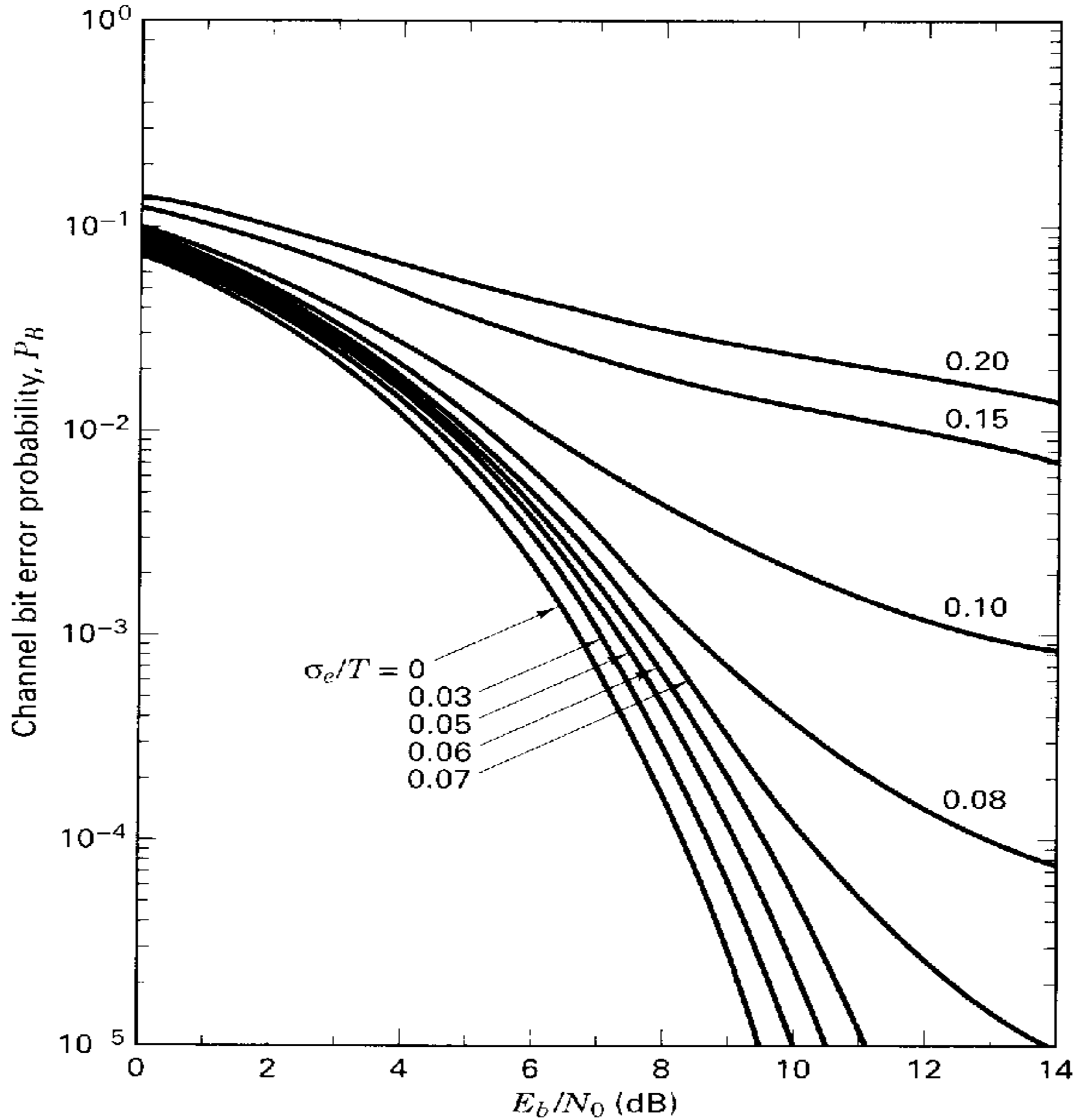
数据转换跟踪环的等效模型

8.3.3 符号同步误差对误码性能的影响

在加性白高斯噪声信道下，符号同步误差对BPSK相干解调误码性能的影响示于图8.3.9，从图可见当位同步误差的方差（定时抖动）小于0.05*T*时，误码率性能退化小于1*db*。

[例] 定时抖动的影响

从图8.3.9可见当无定时抖动时，为了达到误码率 10^{-3}，要求信噪比为6.7*db*，如果定时抖动是0.1*T* 时，则为了达到同样的误码率，要求信噪比为12.9*db*，这时性能恶化6.2*db*。



10^0
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
10^{-5}
Channel bit error probability, P_B
0
2
4
6
8
10
12
14
E_b/N_0 (dB)
0.20
0.15
0.10
0.08
$\sigma_e/T = 0$
0.03
0.05
0.06
0.07