《通信原理》

（16 时域均衡 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

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

5.8 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(ω)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 $H^{'}(\omega)$

$$H^{'}(\omega)=G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)T(\omega)$$
$$=H(\omega)T(\omega) \tag{5.79}$$

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

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

则包含T（ω）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

$$\sum_i H'(\omega+\frac{2\pi i}{T_s})=\sum_i H(\omega+\frac{2\pi i}{T_s})T(\omega+\frac{2\pi i}{T_s})\qquad |\omega|\le\frac{\pi}{T_s}$$

（5.81）

中大光信息

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

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

成立时，就能使

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

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

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

式中

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

或

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

由上式看出，T(ω)的傅里叶系数c_n完全由H(ω)决定。

再对式（5.84）进行**傅立叶反变换**，则可求出T(ω)的冲激响应为：

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

根据（5.87）式，可构造实现T(ω)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。**

中大光信息

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

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)。

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

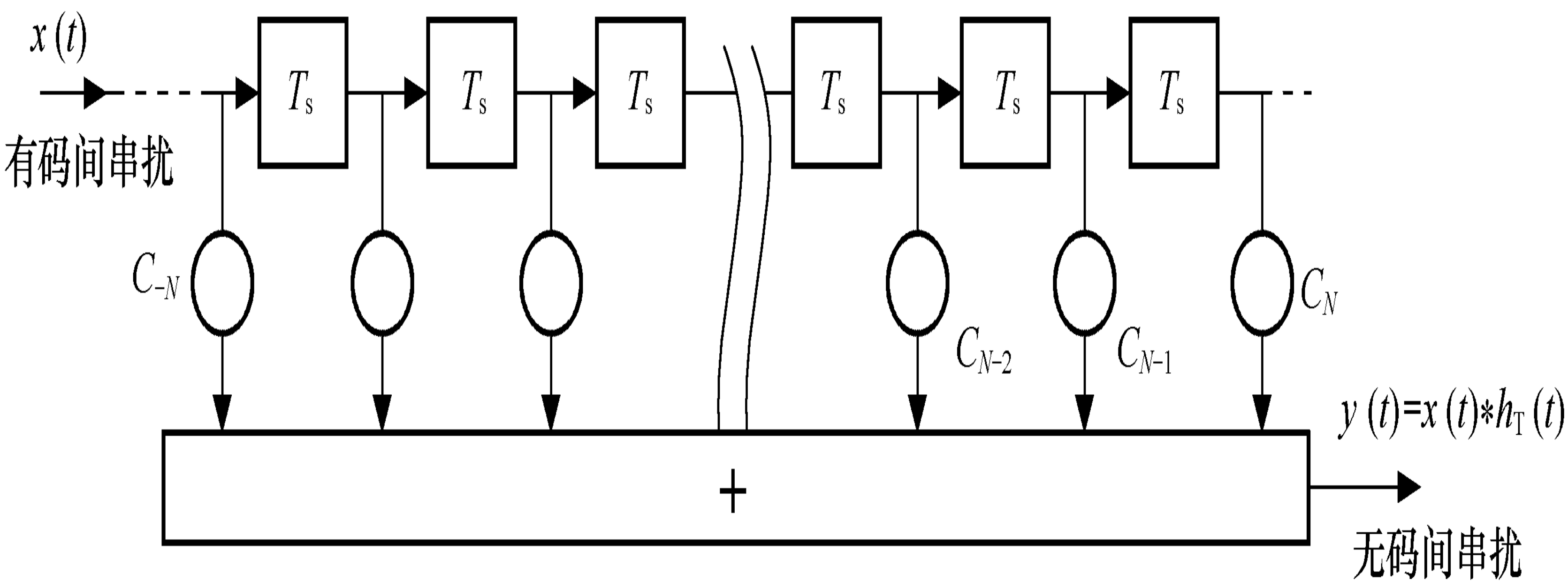


图5-23　横向滤波器的结构图

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，故实际上只要有一、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

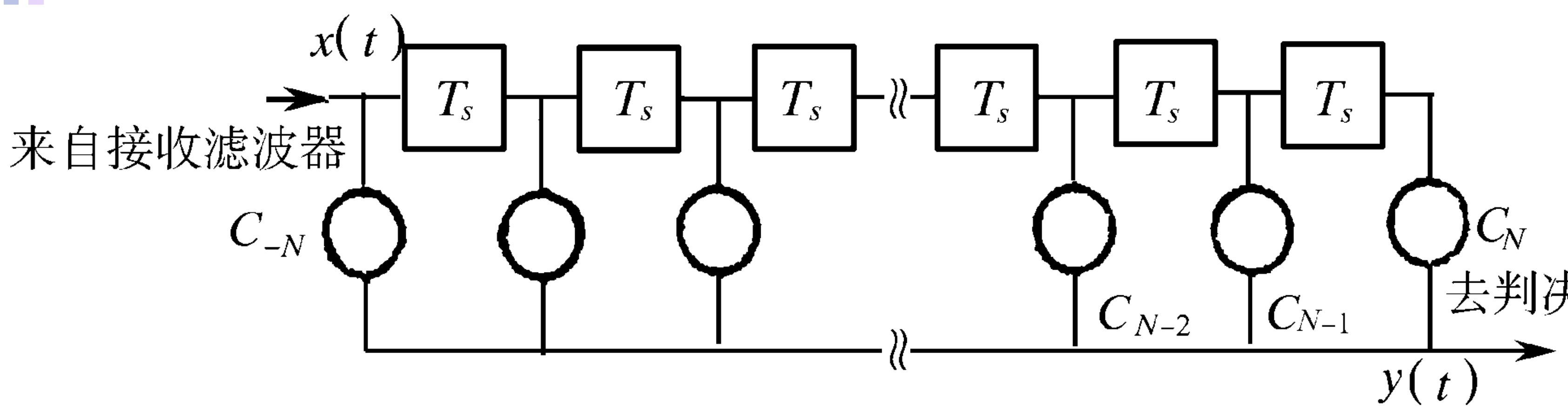
实际应用时，是用示波器观察均衡滤波器输出信号y(t)的眼图。通过反复调整各个增益放大器的，使眼图的 “眼睛”张开到最大为止。

时域均衡

- **横向滤波器的数学表示式**

设一个具有2*N*+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

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

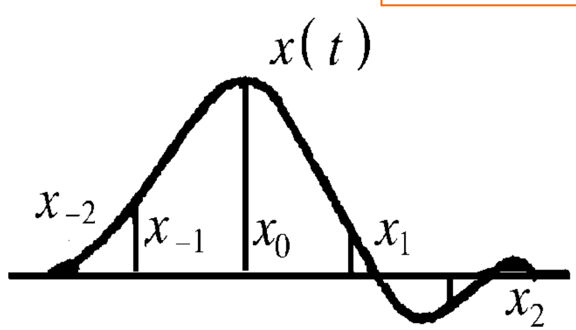
在抽样时刻*t* = *kT*$_s$（设系统无延时）上，有

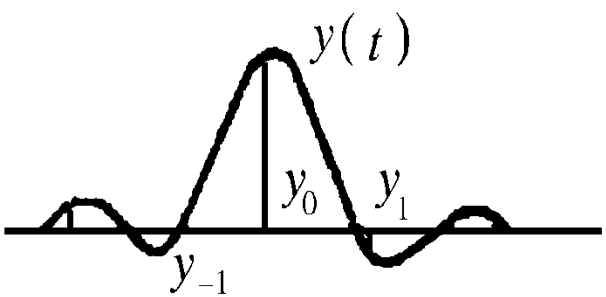
$$y\left(kT_S\right) = \sum_{i=-N}^{N} C_i x(kT_S - iT_S) = \sum_{i=-N}^{N} C_i x[(k-i)T_S]$$

将其简写为

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

$$y_k = y\left(kT_S\right)$$
$$x_{k-i} = x(kT_S - iT_S) = [(k-i)T_S]$$





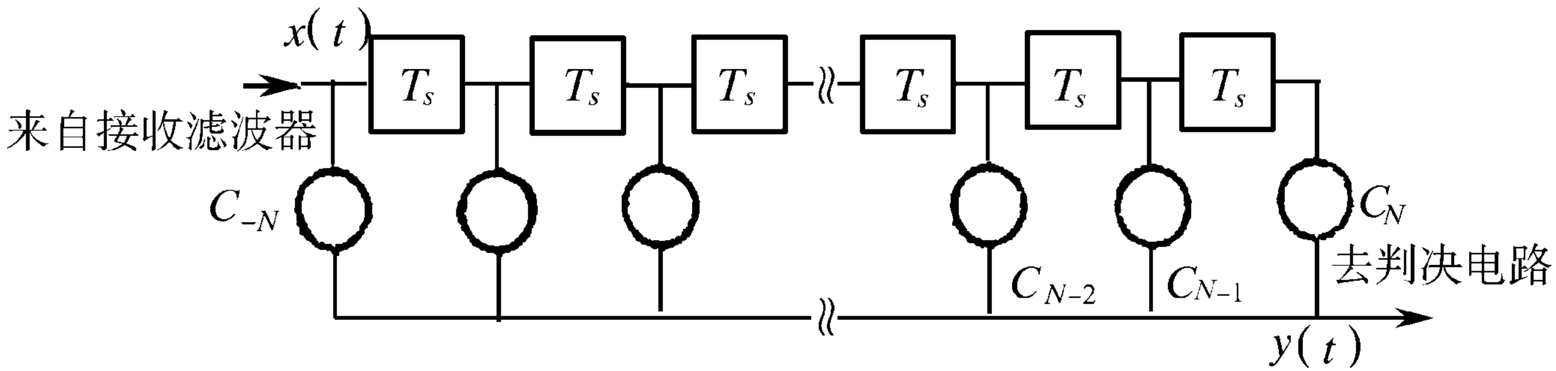
时域均衡

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

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-i}确定时，通过调整C_i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。

横向滤波器的抽头系数C_i



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

中大光信息

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 $$y_0 = \sum_{i=-1}^{1} C_i x_{-i} = C_{-1}x_1 + C_0 x_0 + C_1 x_{-1} = \frac{3}{4}$$

当k = 1时，可得 $$y_{+1} = \sum_{i=-1}^{1} C_i x_{1-i} = C_{-1}x_2 + C_0 x_1 + C_1 x_0 = 0$$

当k = -1时，可得 $$y_{-1} = \sum_{i=-1}^{1} C_i x_{-1-i} = C_{-1}x_0 + C_0 x_{-1} + C_1 x_{-2} = 0$$

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：

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

经过横向滤波器：

$y_0 = 3/4$，$y_{-1} = 0$，$y_{+1} = 0$，

$y_{-2} = -1/16$，$y_{+2} = -1/4$，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：**

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

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：**

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

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

其物理意义与峰值失真相似。

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。

中大光信息

时域均衡（准则与实现）

- **最小峰值法——追零调整法**

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

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

时域均衡（准则与实现）

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

或有

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

于是

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

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

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

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

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

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

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

成立时的2N+1个联立方程的解。

这2N+1个线性方程为

$$\begin{cases}\sum_{i=-N}^{N}C_i x_{k-i}=0, & k=\pm1,\pm2,\cdots,\pm N\\ \sum_{i=-N}^{N}C_i x_{-i}=1, & k=0\end{cases}$$

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2*N*+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

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

输出峰值失真为

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

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。

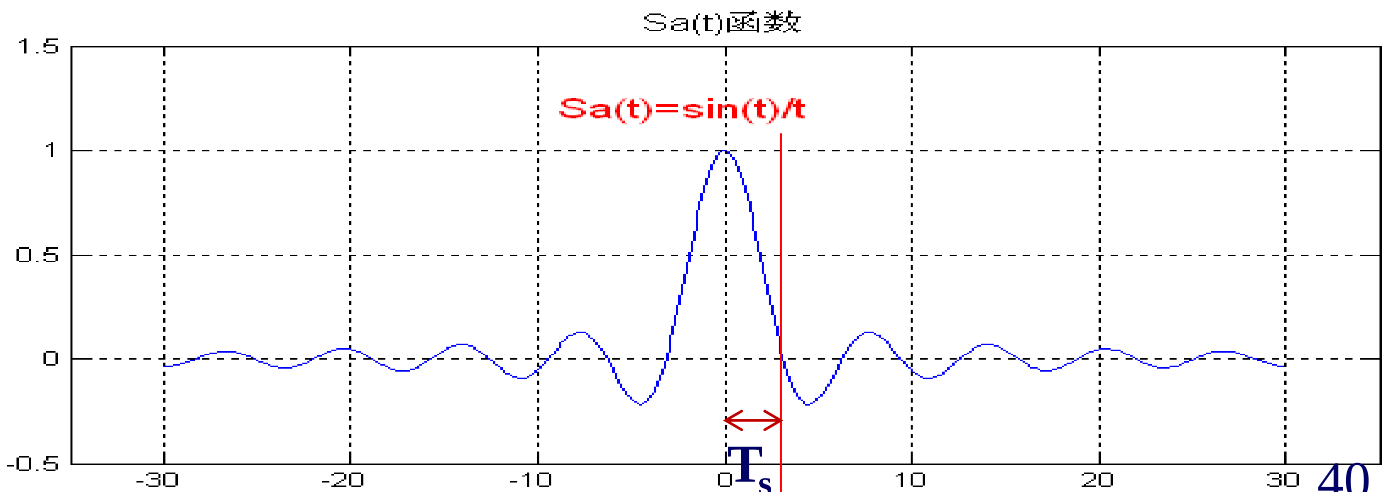
当把基带传输系统总特性H(ω)设计成等效理想低通传输特性，例如采用**升余弦频率特性**时，其冲激响应的 “尾巴”振荡幅度虽然减小了，对定时要求也可放松，但所需要的**频带却加宽了**，达不到2Baud/Hz的速率（升余弦特性时为1 Baud/Hz），即**降低了系统的频带利用率**。可见，高的频带利用率与“尾巴”衰减大、收敛快是相互矛盾的，这对于高速率的传输尤其不利。

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。

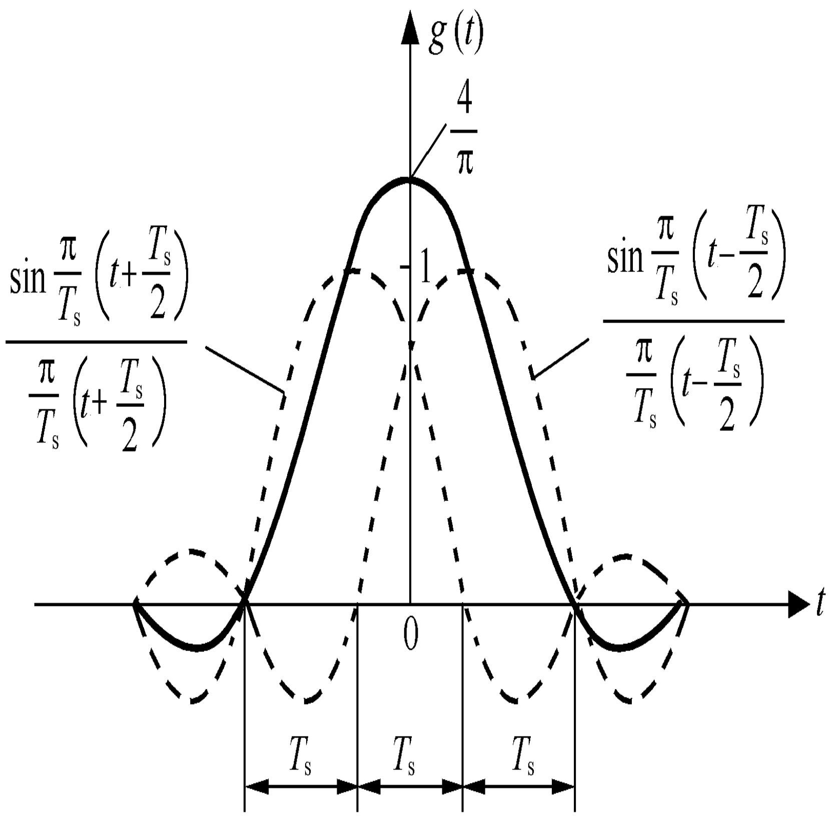
我们已经熟知，sinx/x波形具有理想矩形频谱。现在，我们将两个时间上相隔一个码元T_s的波形相加：



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

经简化后得:

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



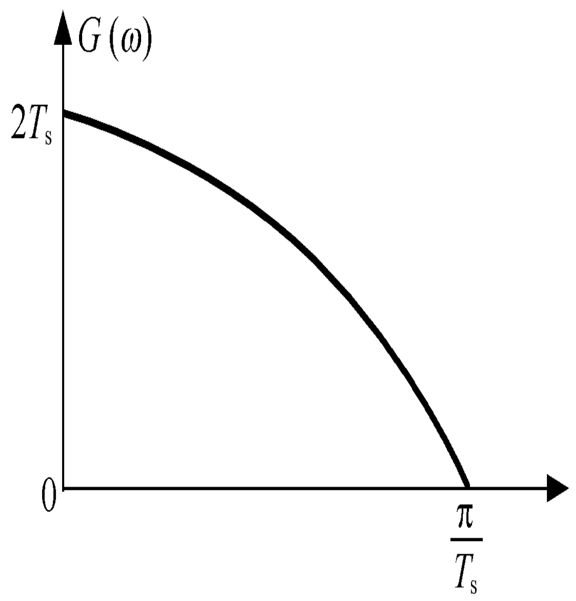


图5-24 g(t)及其频谱

中大光信息

对式（5.88）进行傅氏变换，可得的频谱函数为：

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

由此可见，第一：g(t)的频谱限制在(−π/T_s，π/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η=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sinx/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。

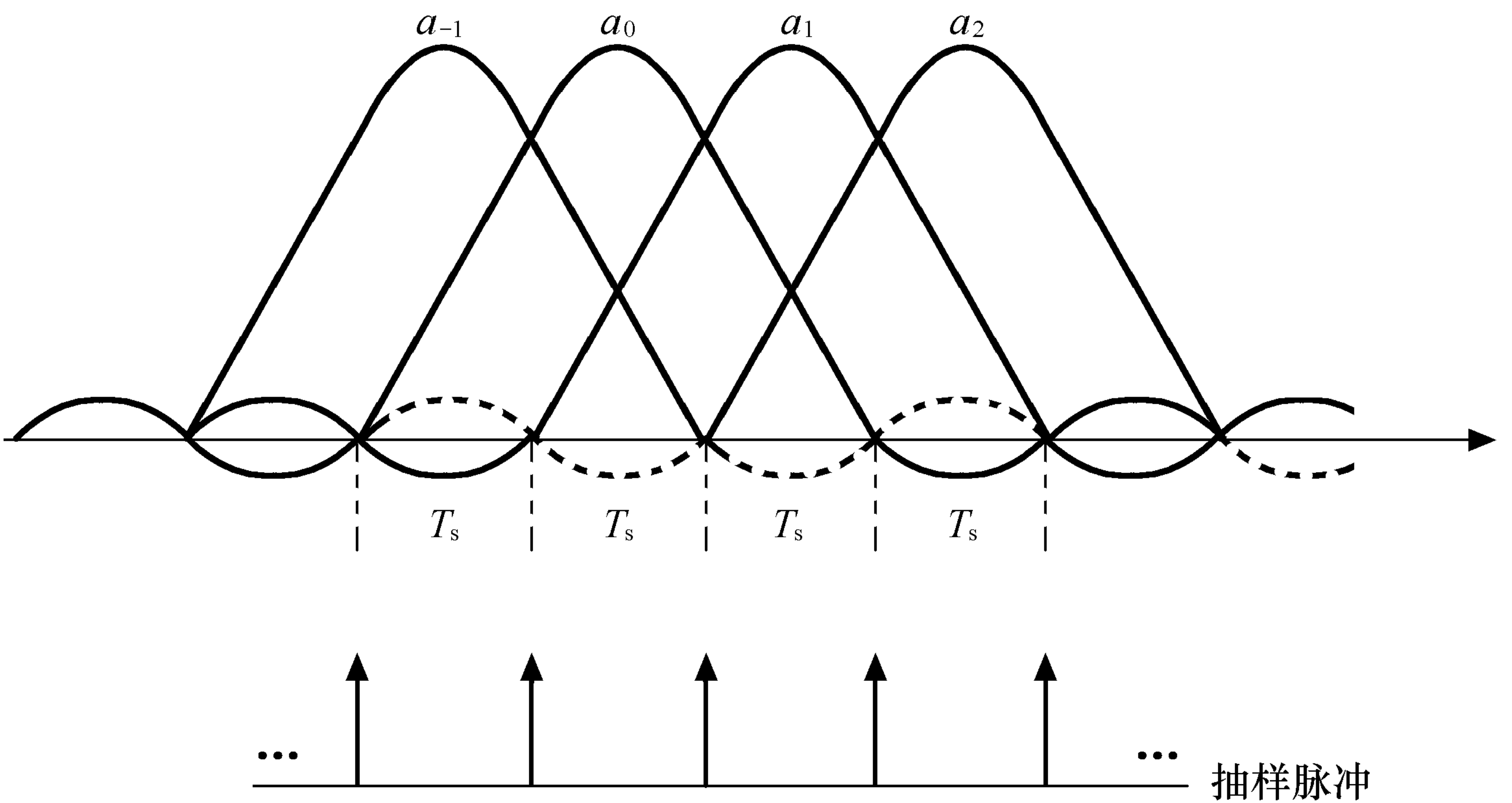


图5-25　码元发生串扰的示意图

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。

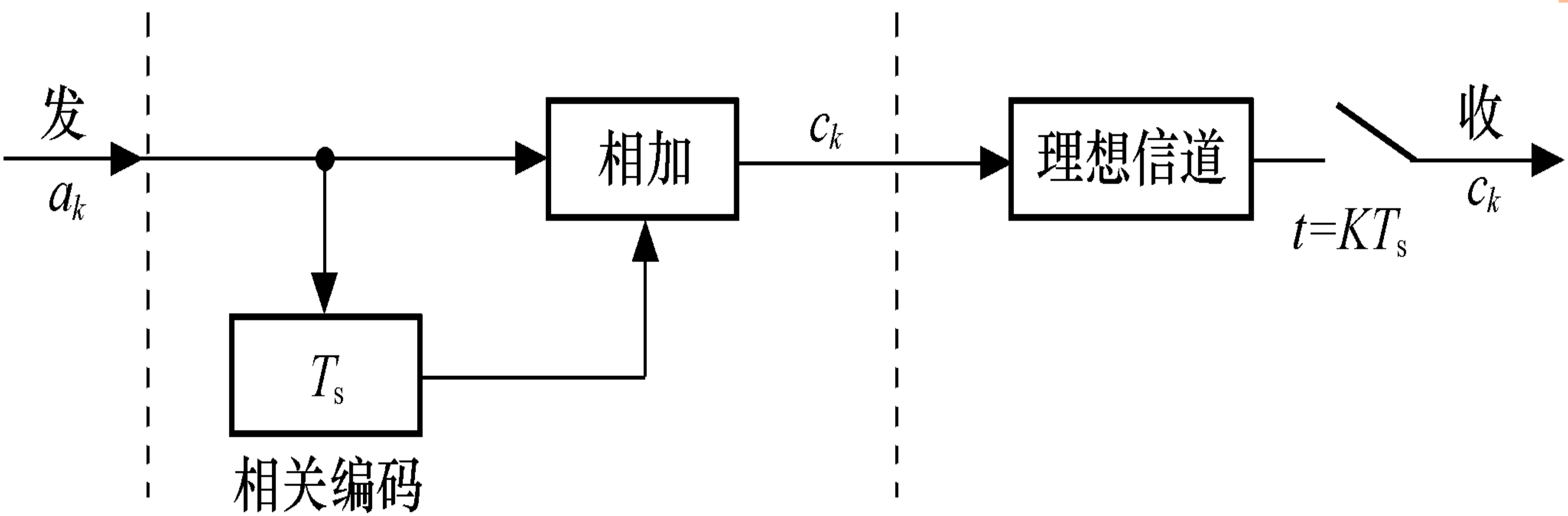


图5-26　双二进制信号的产生

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：

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

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。

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

$$a_k = C_k - a_{k-1}$$

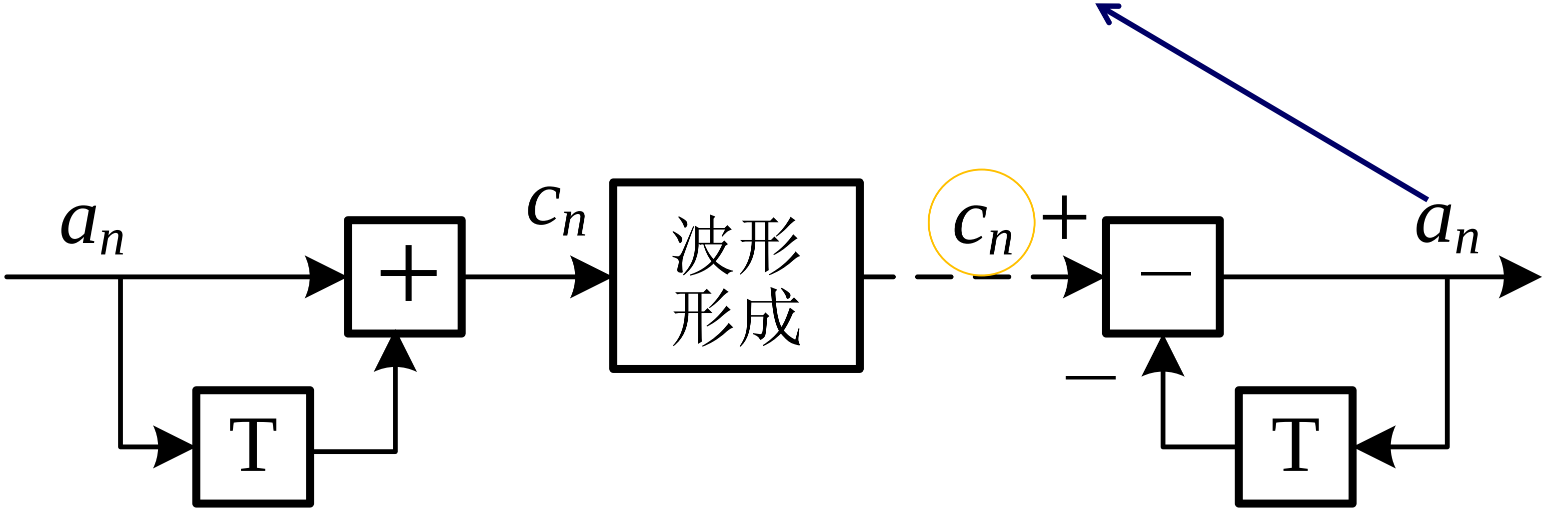


图　部分响应框图

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：

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

也即

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

式中，$\oplus$ 表示模2和。

相关编码后的双二进制码为

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

显然，若对式（5.94）作**模2（mod2）处理**，则有：

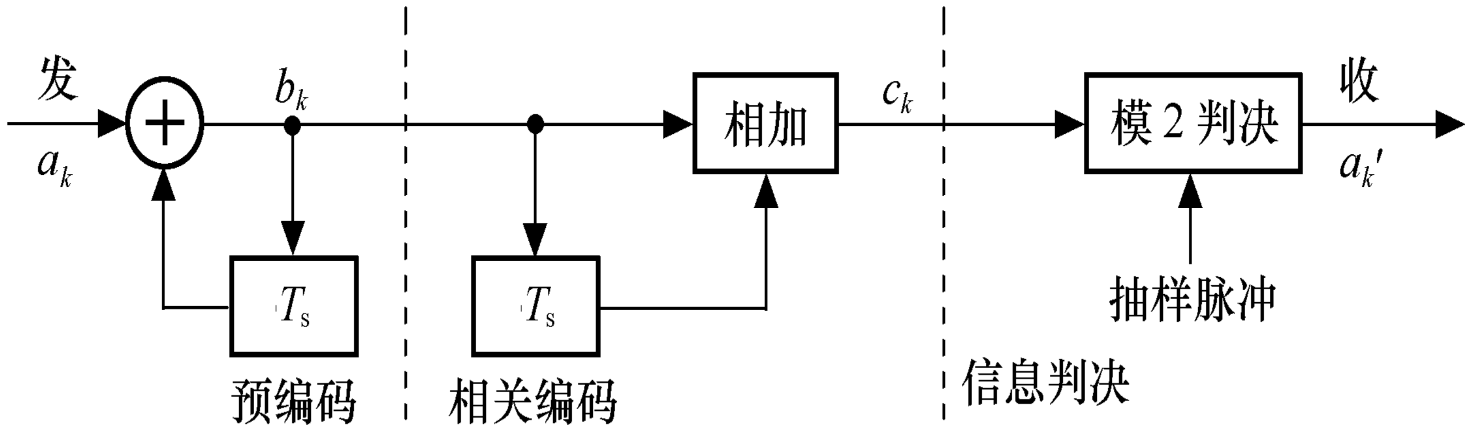
$$[c_k]_{\text{mod}\,2} = [b_k + b_{k-1}]_{\text{mod}\,2} = b_k \oplus b_{k-1} = a_k$$

（5.95）

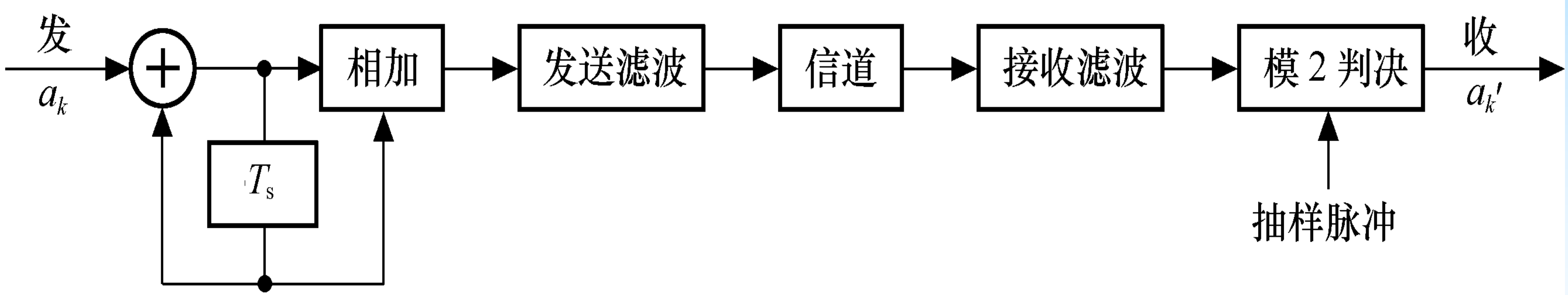
上式说明，对接收到的c_k作模2处理后便直接得到发送端的a_k，此时**不需要预先知道a_{k-1}**，因而不存在错误传播现象。整个上述处理过程可概括为“**预编码——相关编码——模2判决**”过程。例如，设a_k为11101001，则有：

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
$[C_k]_{\mathrm{mod}\,2}$ 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。



（a）



（b）

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

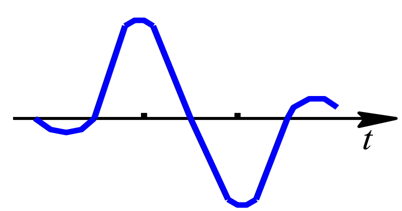
也叫修正双二进系统

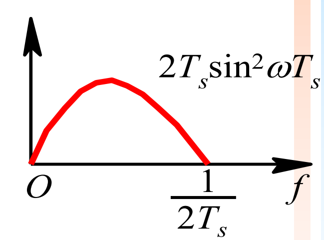
相关编码（变成三元码）

- $c_n = a_n - a_{n-2}$

系统的总体响应和传递函数

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

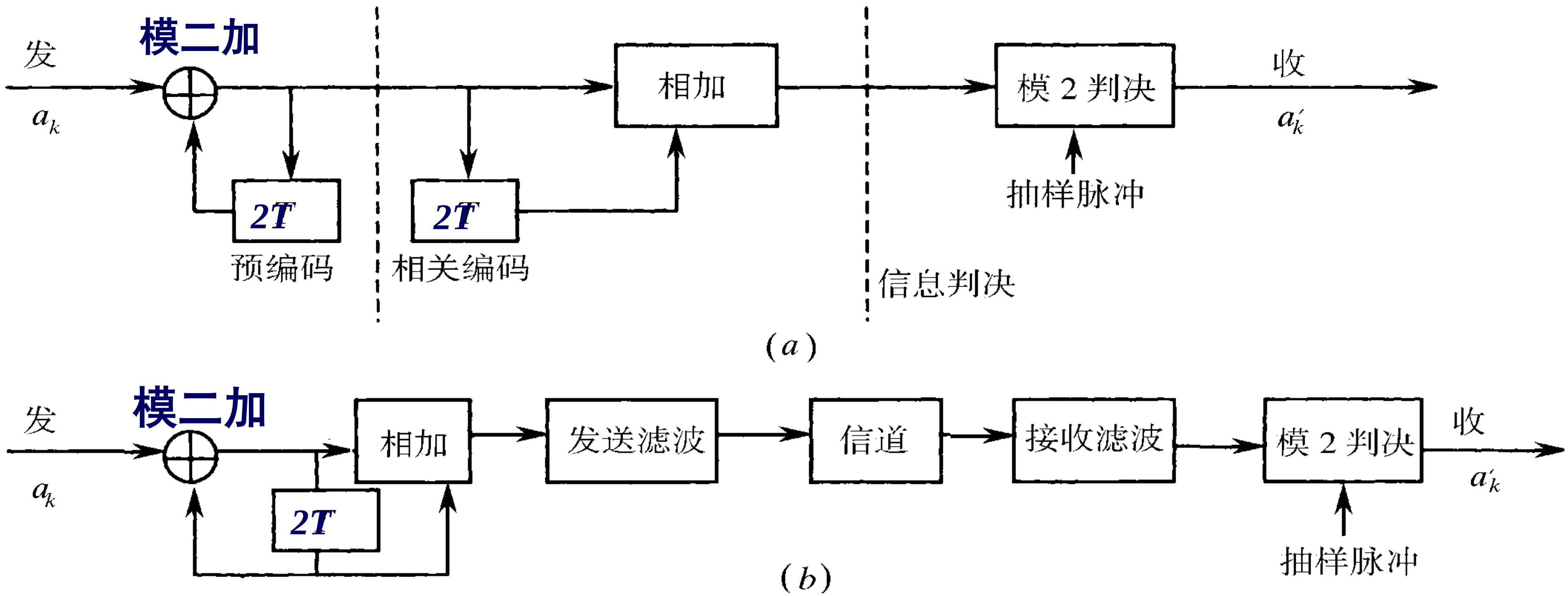




$$H_{IV}(f) = \begin{cases} \dfrac{j}{W}\sin\left(\dfrac{\pi f}{W}\right)\exp\left(-j\dfrac{\pi f}{W}\right) & |f| \le W \equiv \dfrac{1}{2T_b} \\ 0 & f \quad else \end{cases}$$

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$L=2M-1$。

中大光信息

预编码、接收、判决

发射端预编码与接收端判决

- 预编码：$d_n=b_n\oplus d_{n-2}$
- 电平变换（1→1, 0 → -1）：$a_n=2d_n-1$
- 相关编码、理想低通、抽样后：

  $c_n=a_n-a_{n-2}=2(d_n-d_{n-2})$
- 判决：$b_n=d_n\oplus d_{n-2}=(d_n-d_{n-2})_{mod2}$

  $=(c_n/2)_{mod2}$

在有加性噪声的情况下：

$$y_n=c_n+n_n$$

$$b_n=\begin{cases}0 & |y_n|<1\\ 1 & |y_n|\ge 1\end{cases}$$

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sinx/x波形之和，其表达式为：

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

（5.96）

式中R_1，R_2，…，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：

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

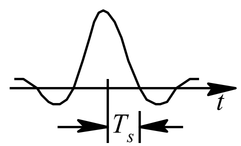
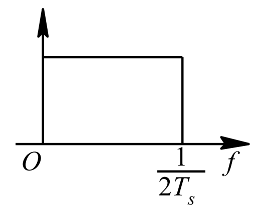
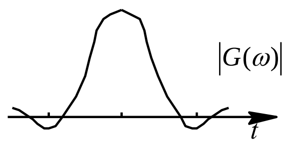
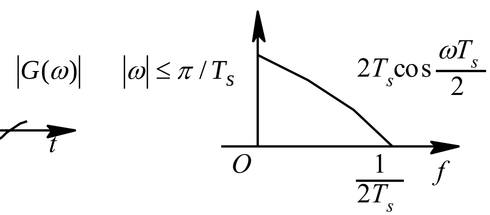
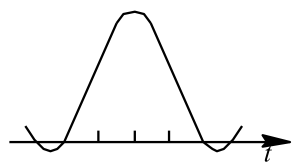
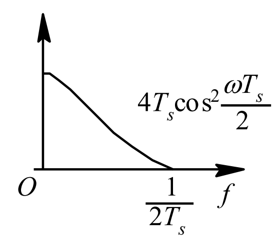
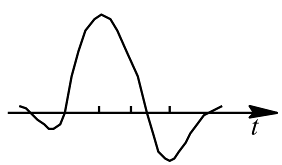
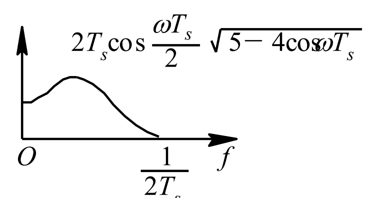
（5.97）

可见，G（ω）仅在（−π/Ts， π/Ts）范围内存在。

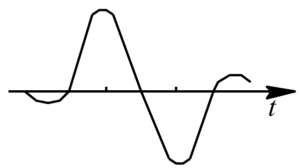
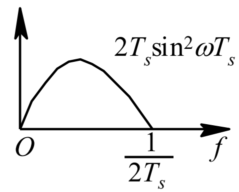
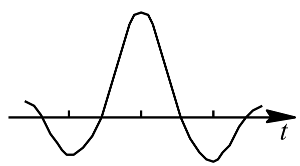
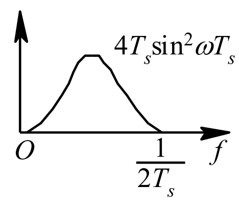
显然，不同的R_m(m=1, 2, ...N)将构成不同类别的部分响应系统，相应地也有不同的相关编码方式。

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

续表（2）

类别	R1	R2	R3	R4	R5	$g(t)$	$\lvert G(\omega)\rvert \quad \lvert\omega\rvert \le \pi / T_s$	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Ts）
    - 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

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。

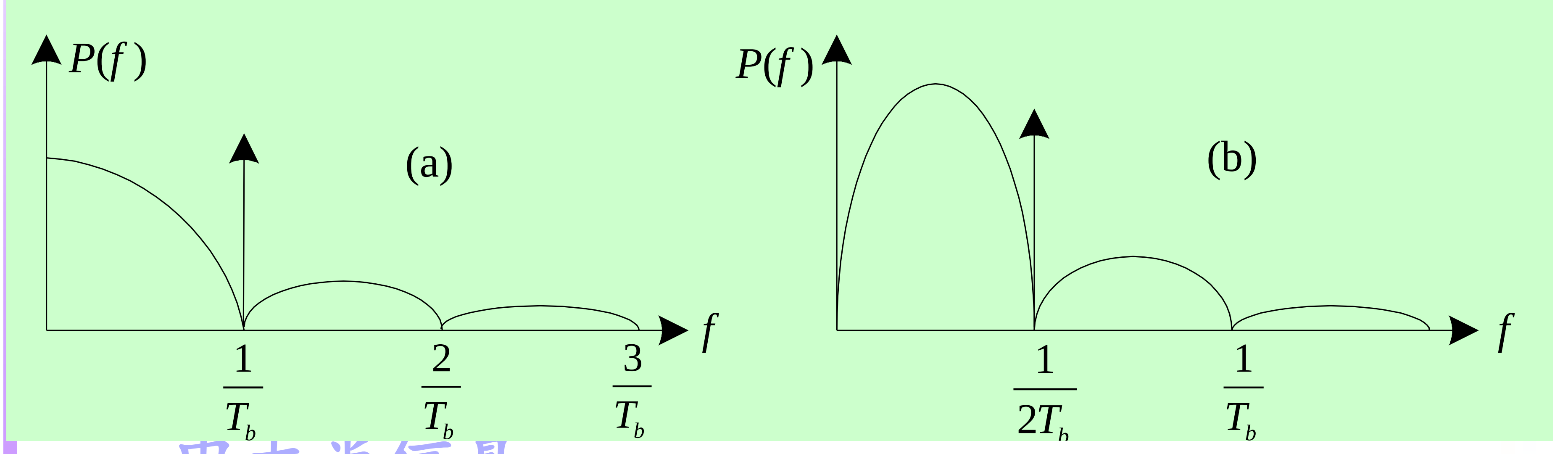
  ——— 3个具体方案。

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。

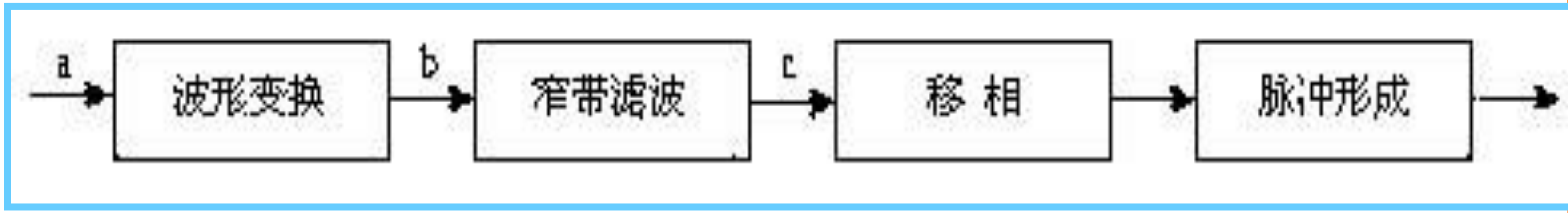


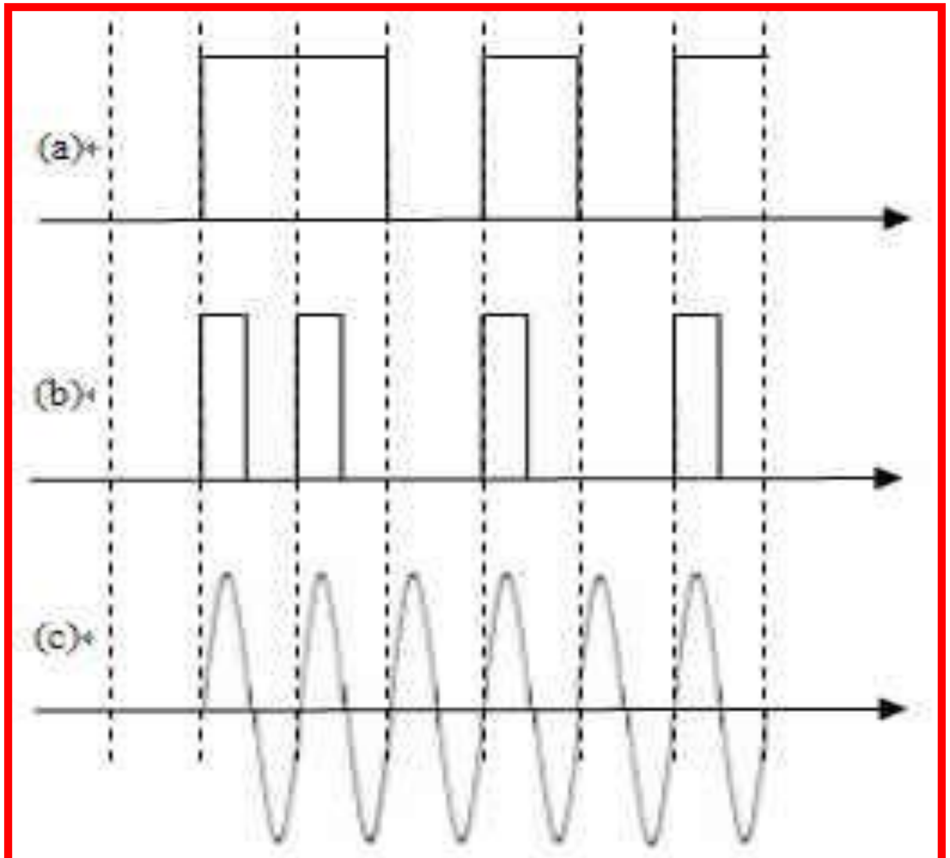
5.9.2 自同步法

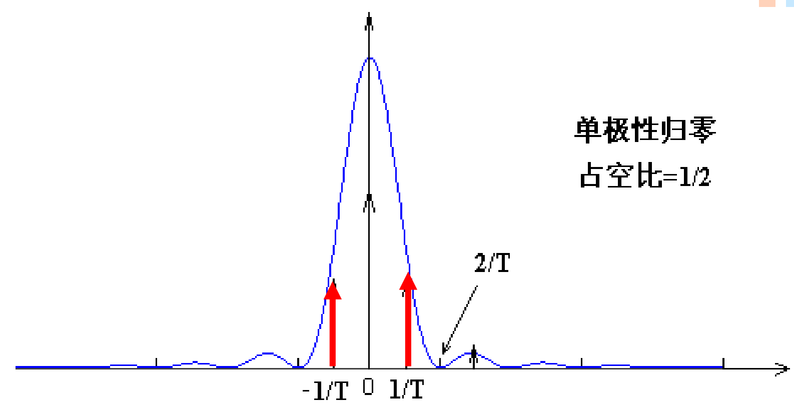
开环码元同步法----令输入基带码元通过一种非线性变换和滤波，从而得到码元速率的频率分量。

1. **波形变换法**
2. **延迟相乘法**
3. **微分整流法**

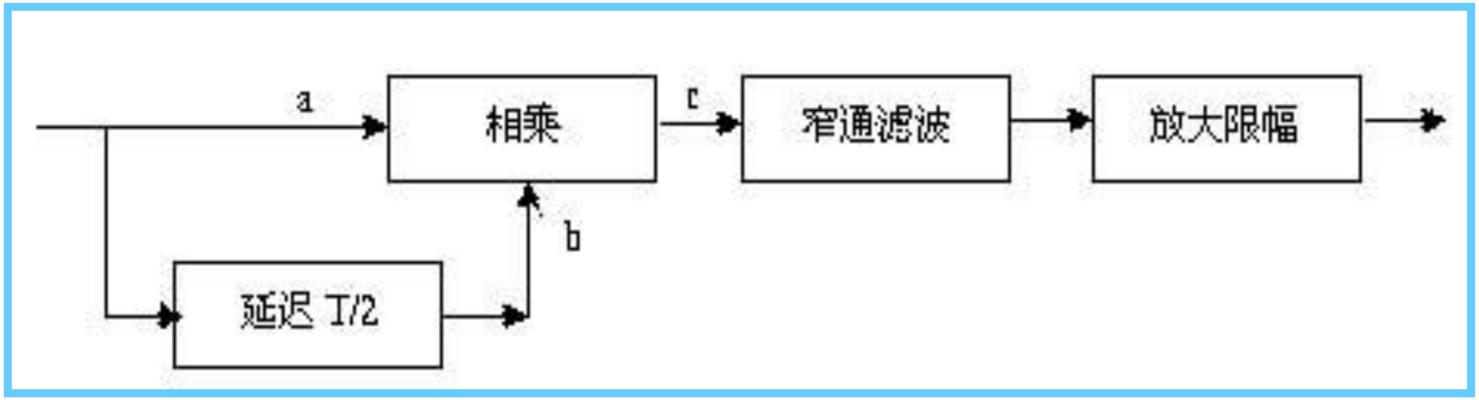
（1）波形变换法

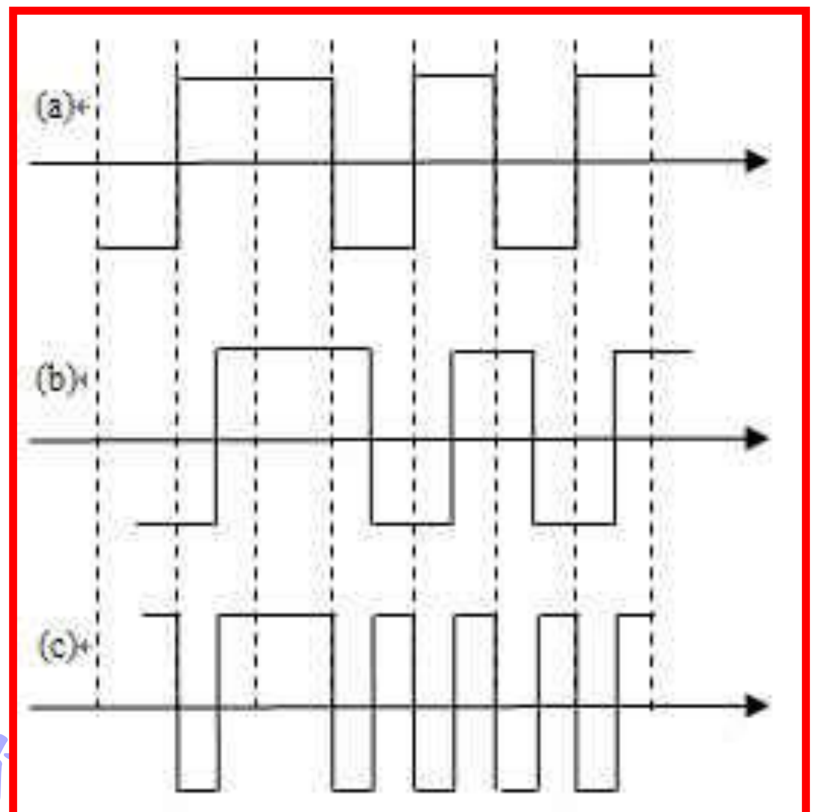




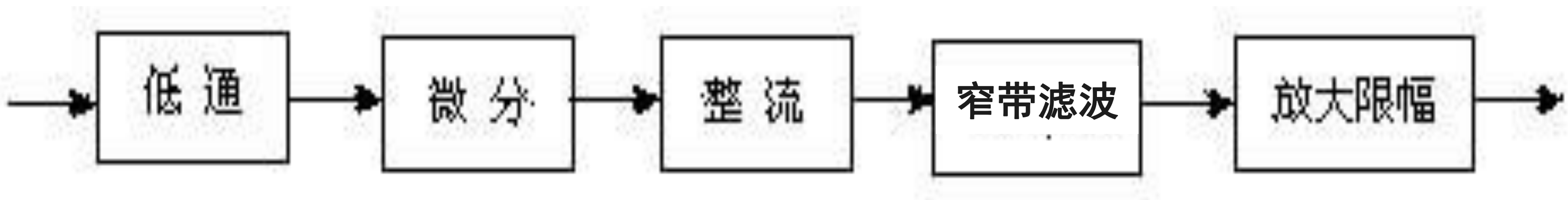


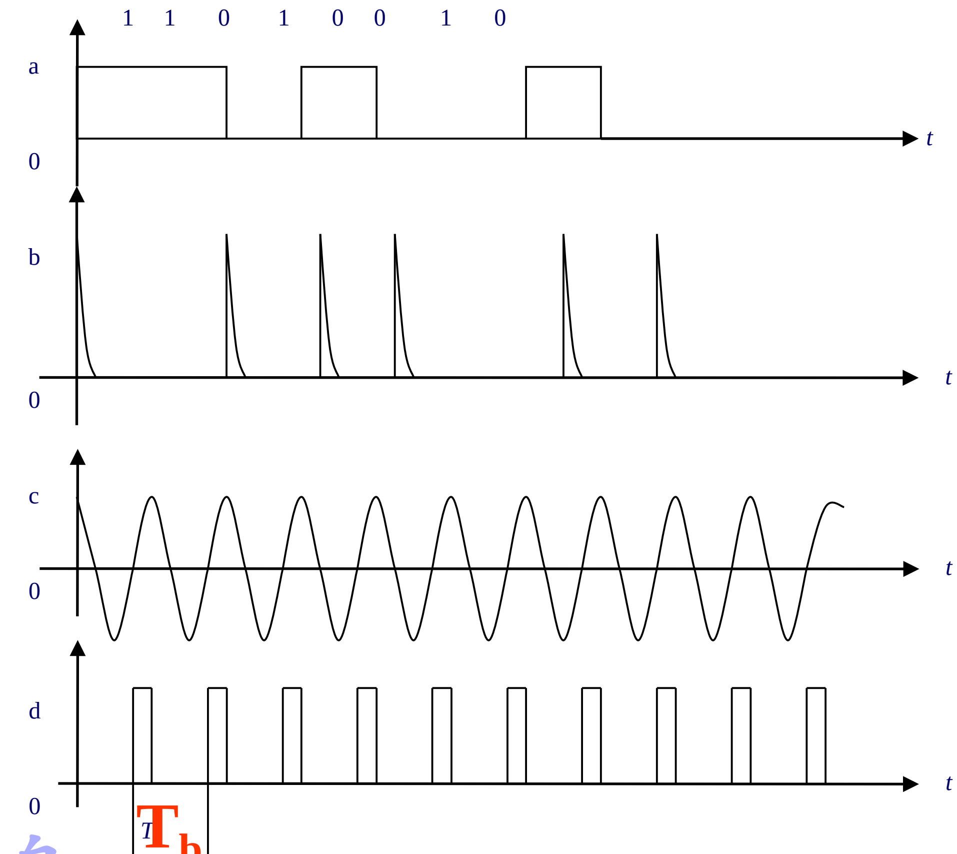
(2) 延迟相乘法



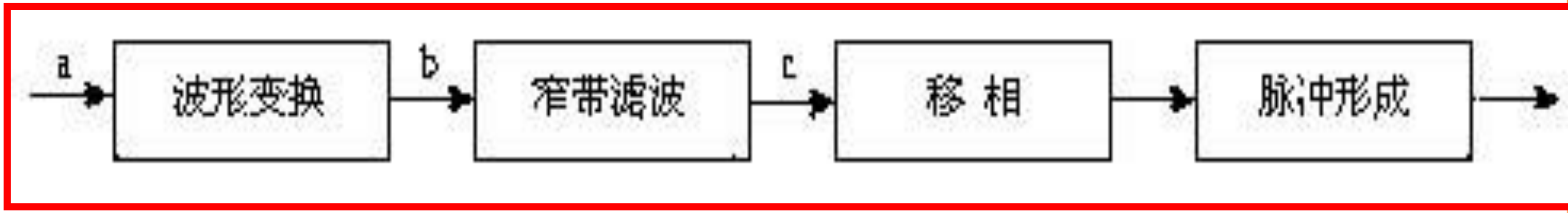


(3) 微分整流法

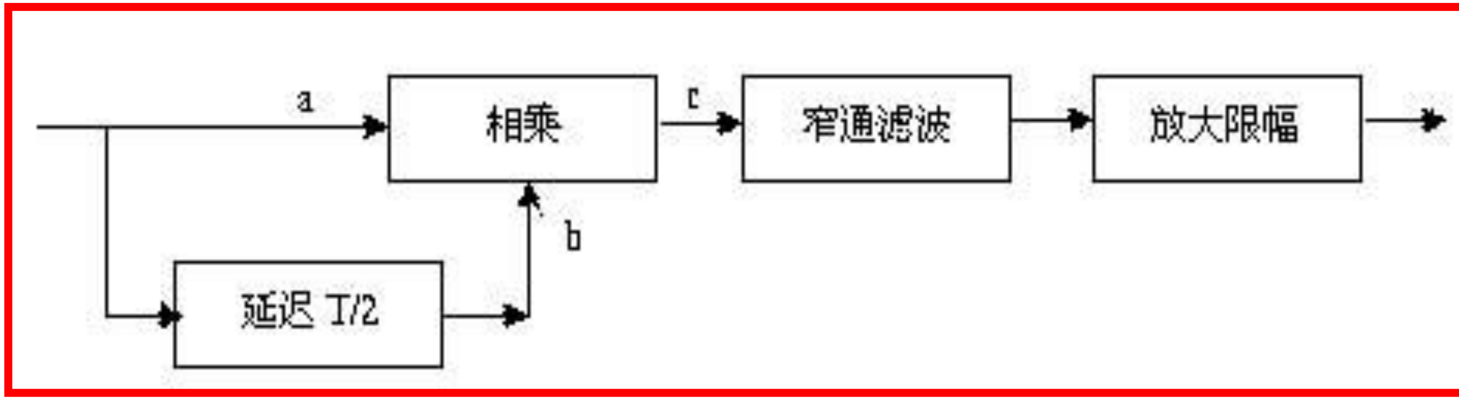




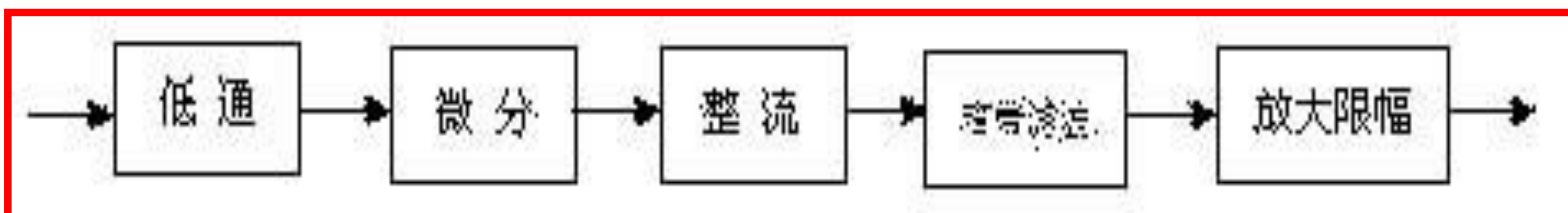
(1）波形变换法



(2）延迟相乘法

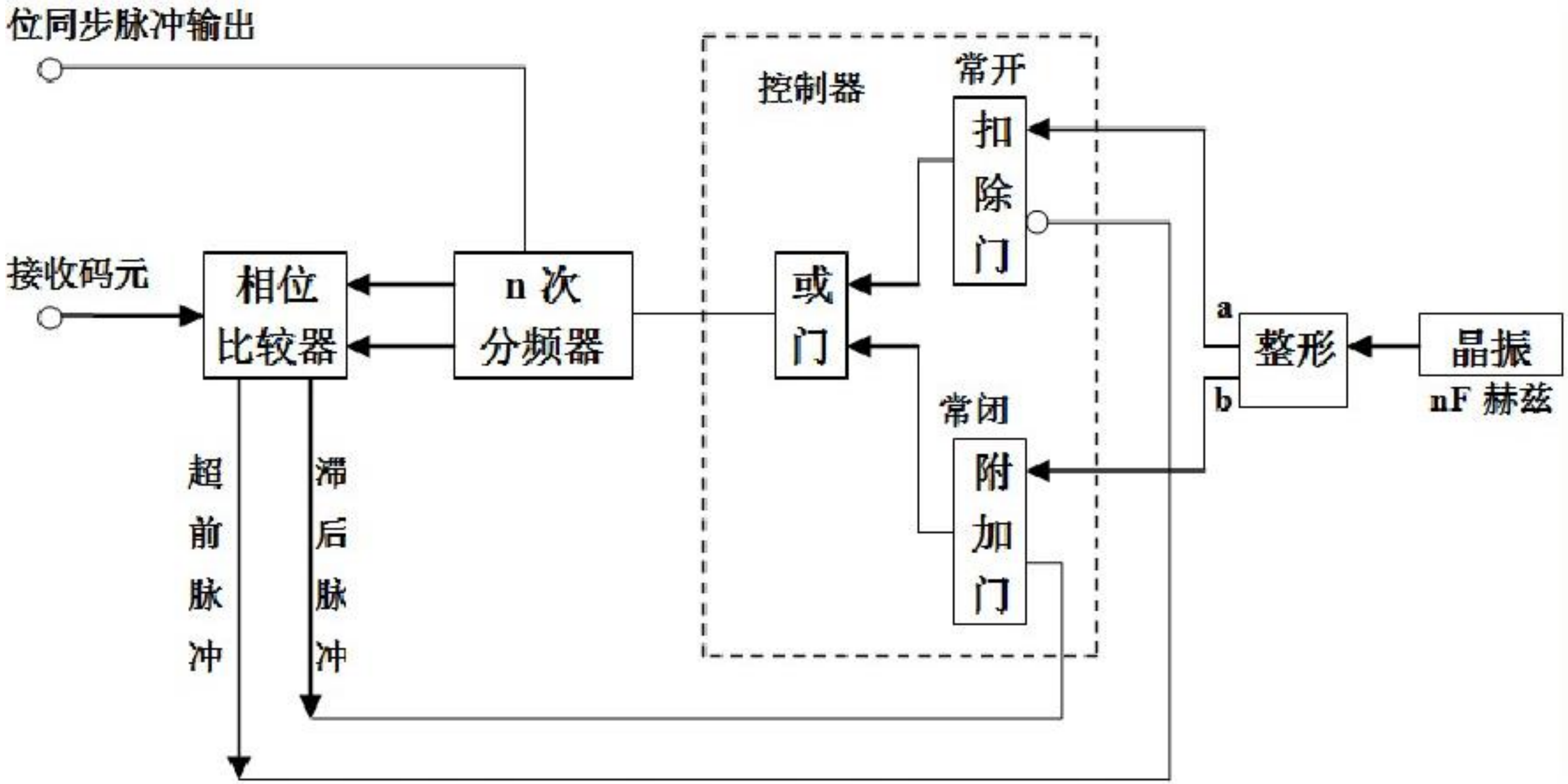


(3）微分整流法

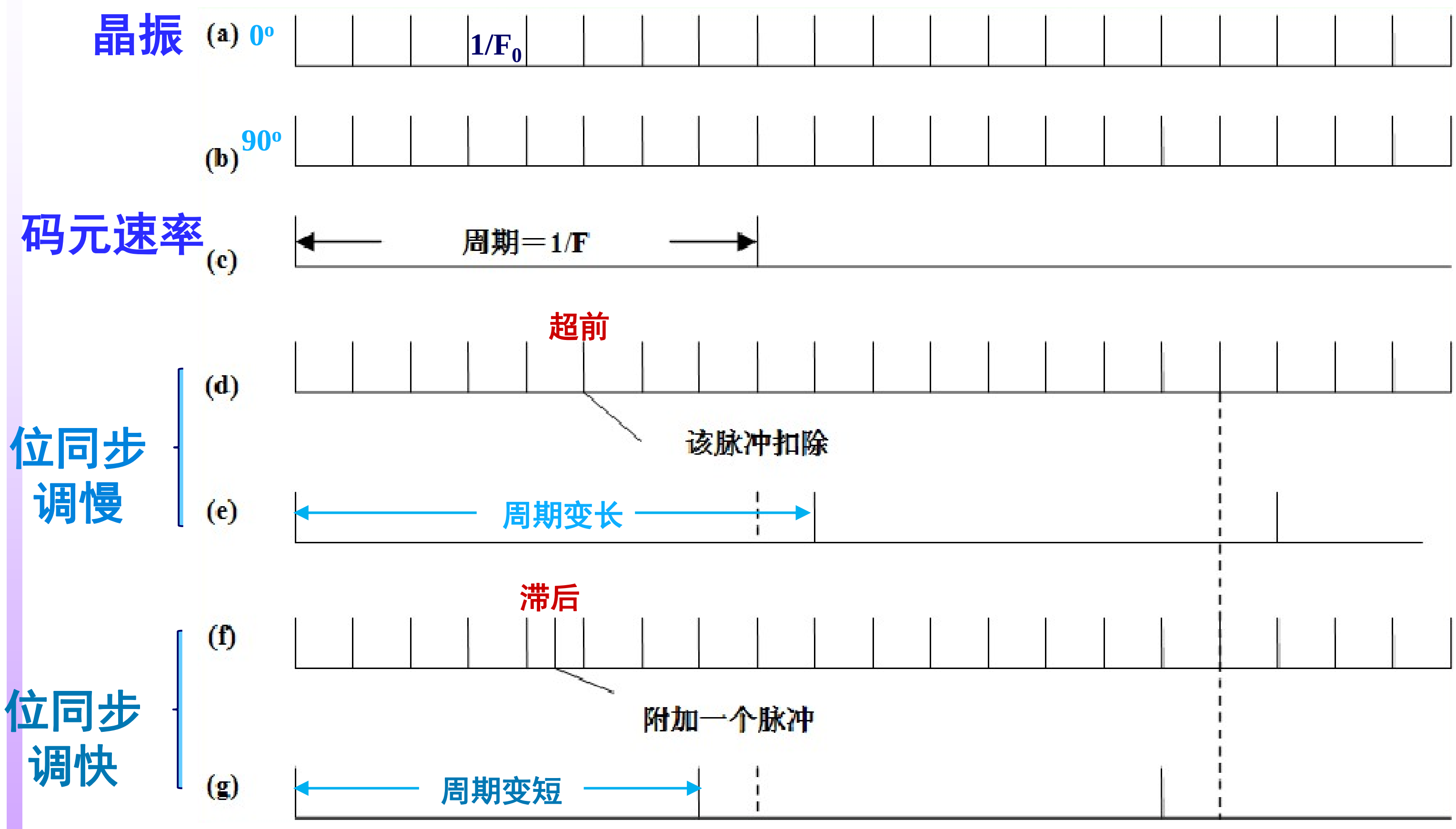


数字锁相环法DPLL

量化同步器



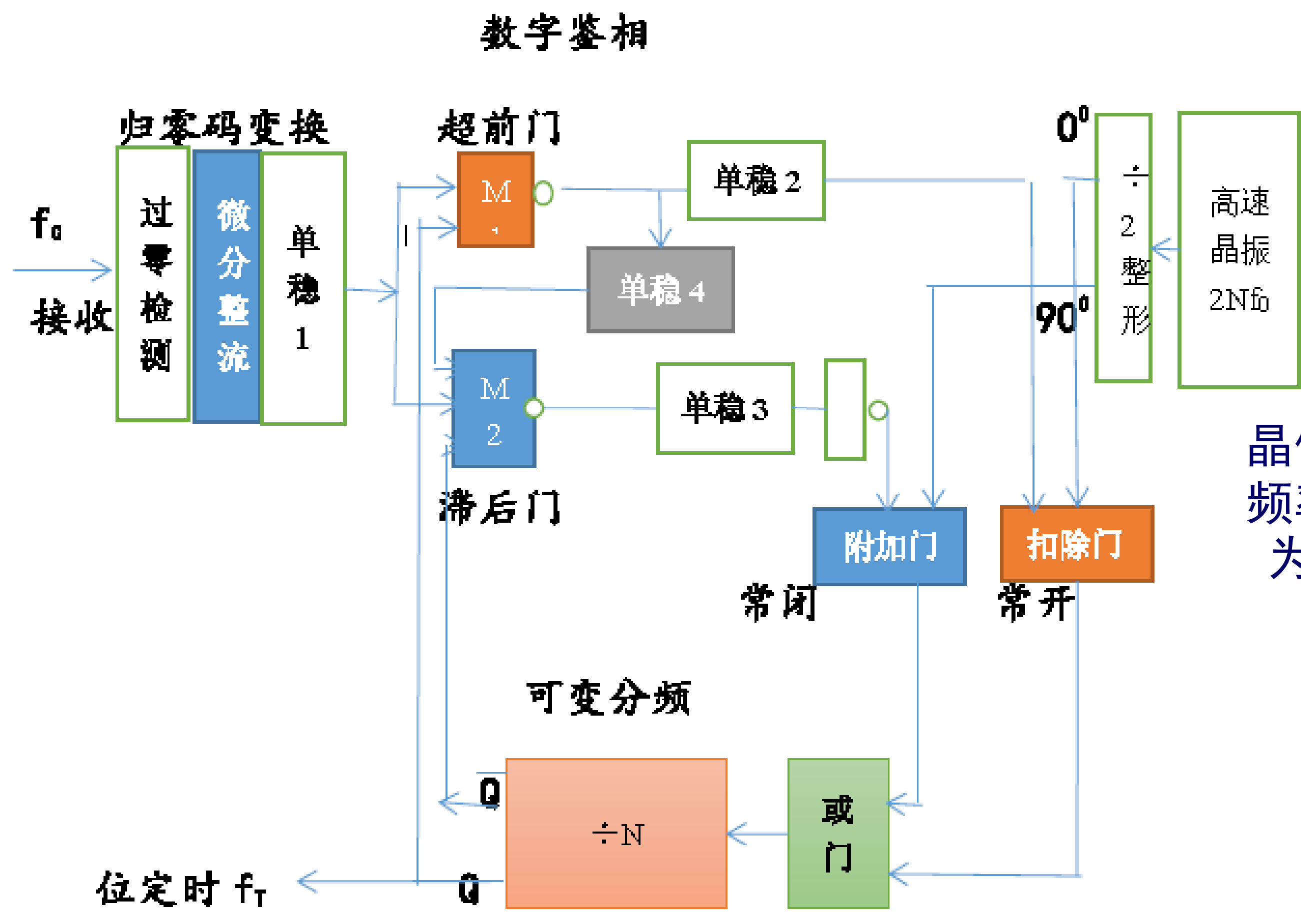
晶振$F_0 = 8$ F接收码元速率



中大光信息

实际的DPLL电路

数字锁相环

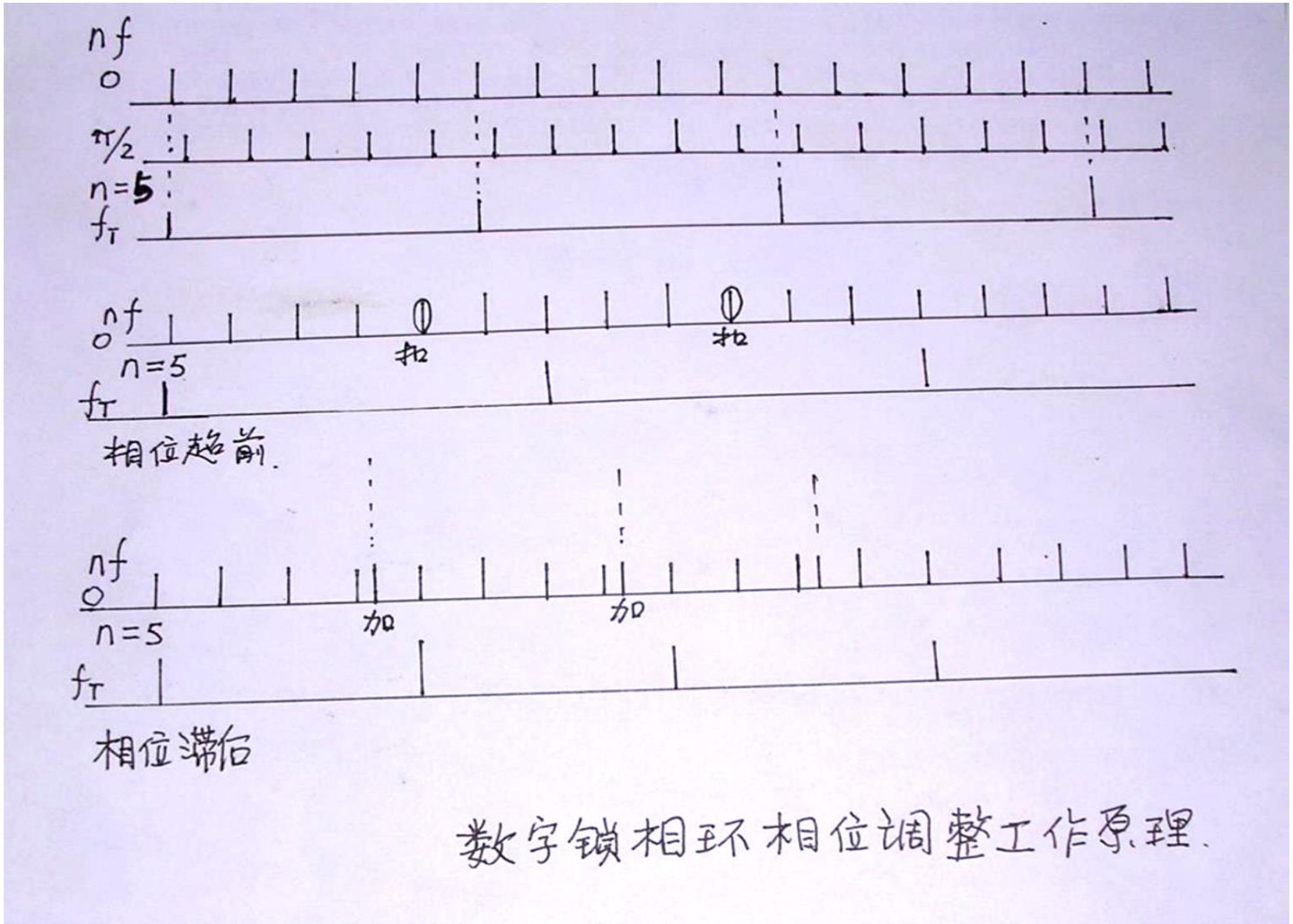


晶体振荡频率必须为 $2N f_o$

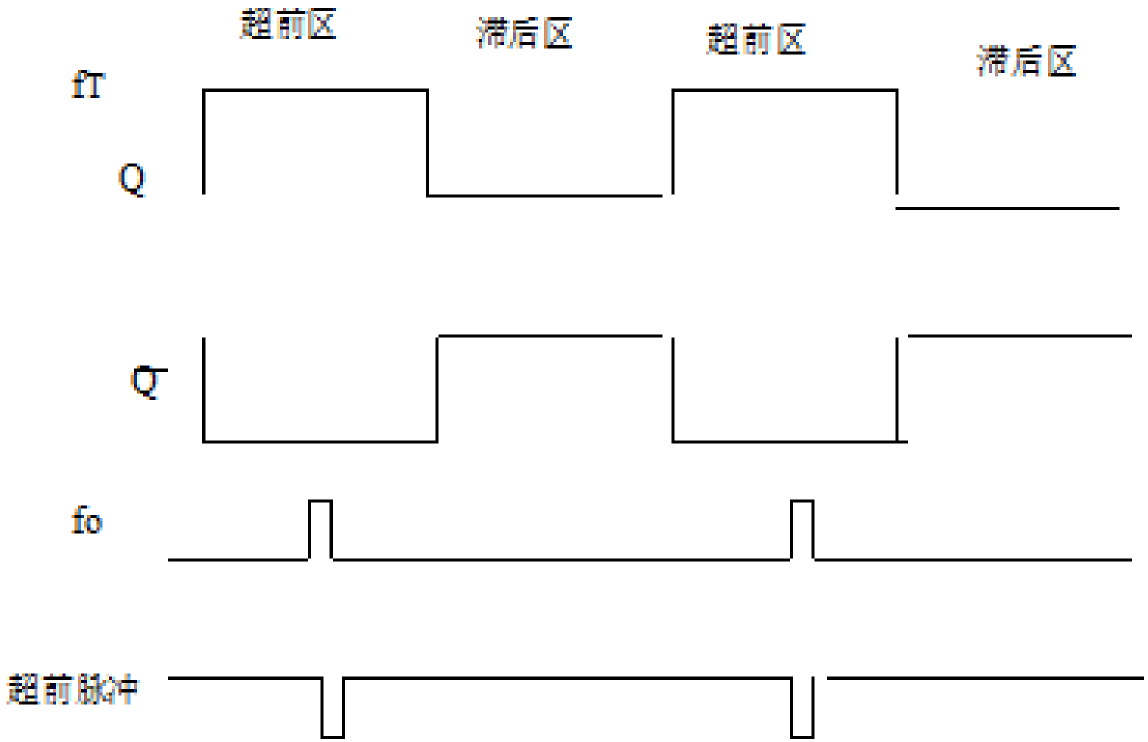
本地定时時钟

中大光信息

通过附加脉冲或扣除脉冲来进行同步



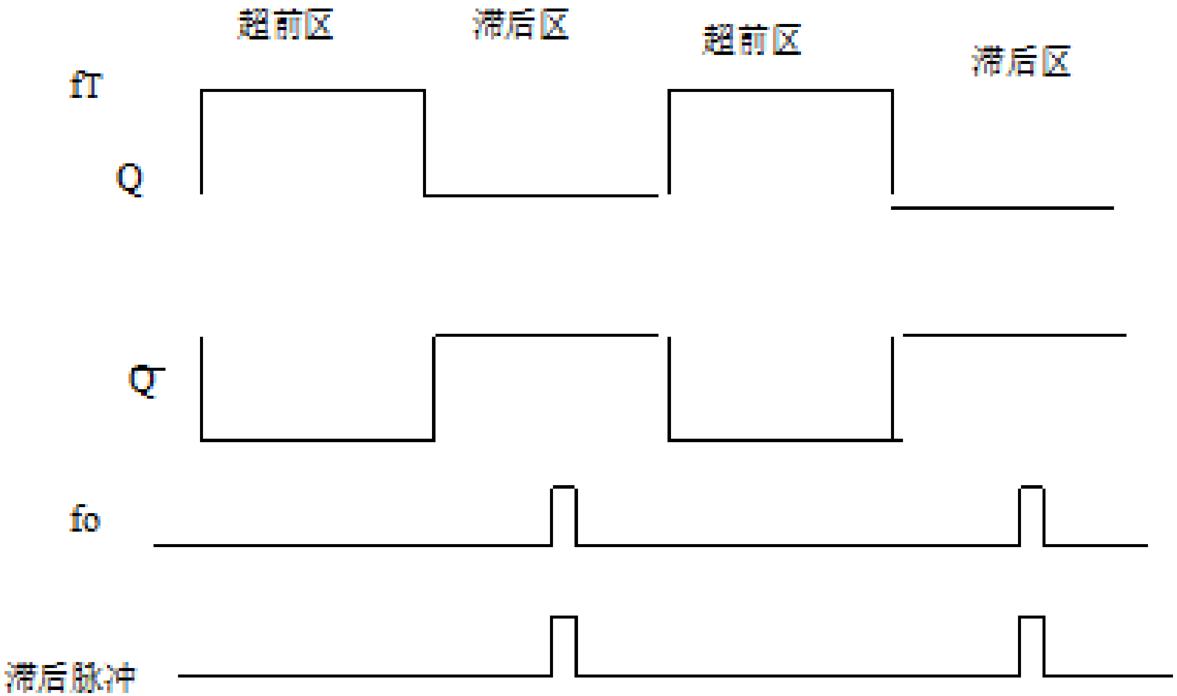
定义超前工作波形



fo落在fTQ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

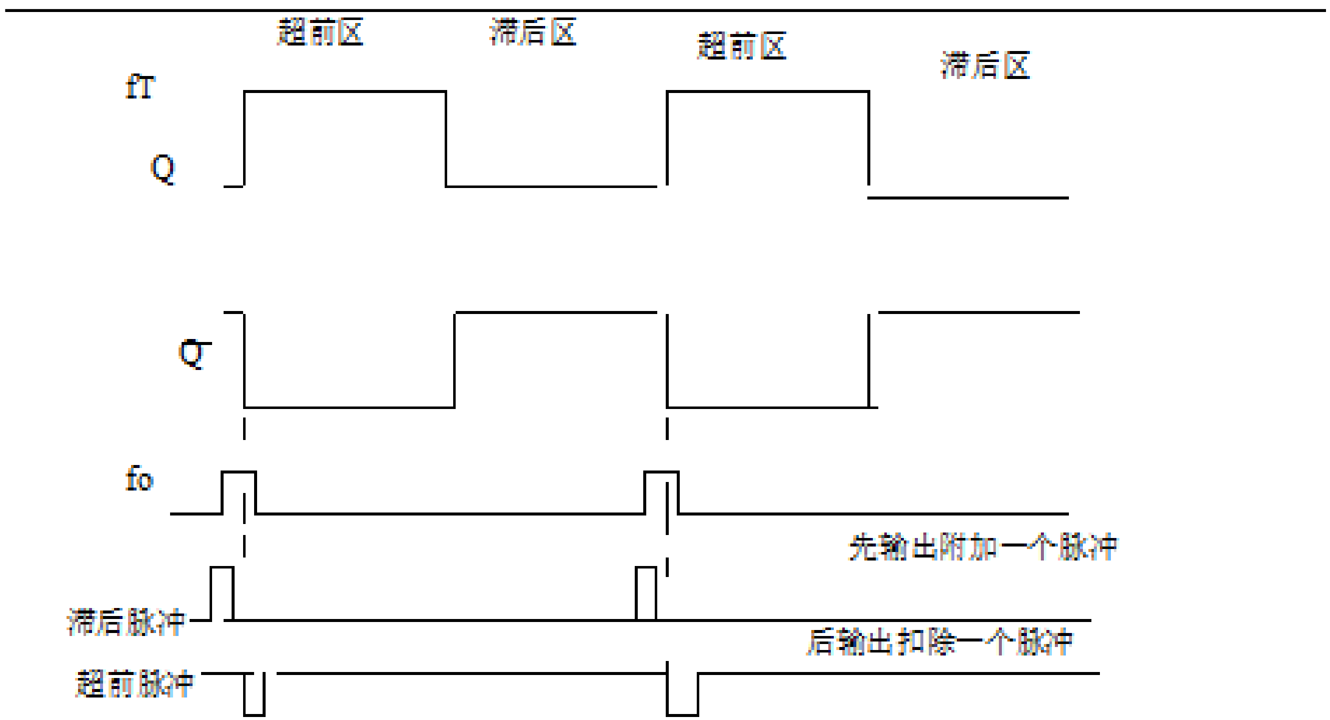
和 滞后工作波形



fo落在fT 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π/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。
fo落在fT 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fo落在fTQ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！

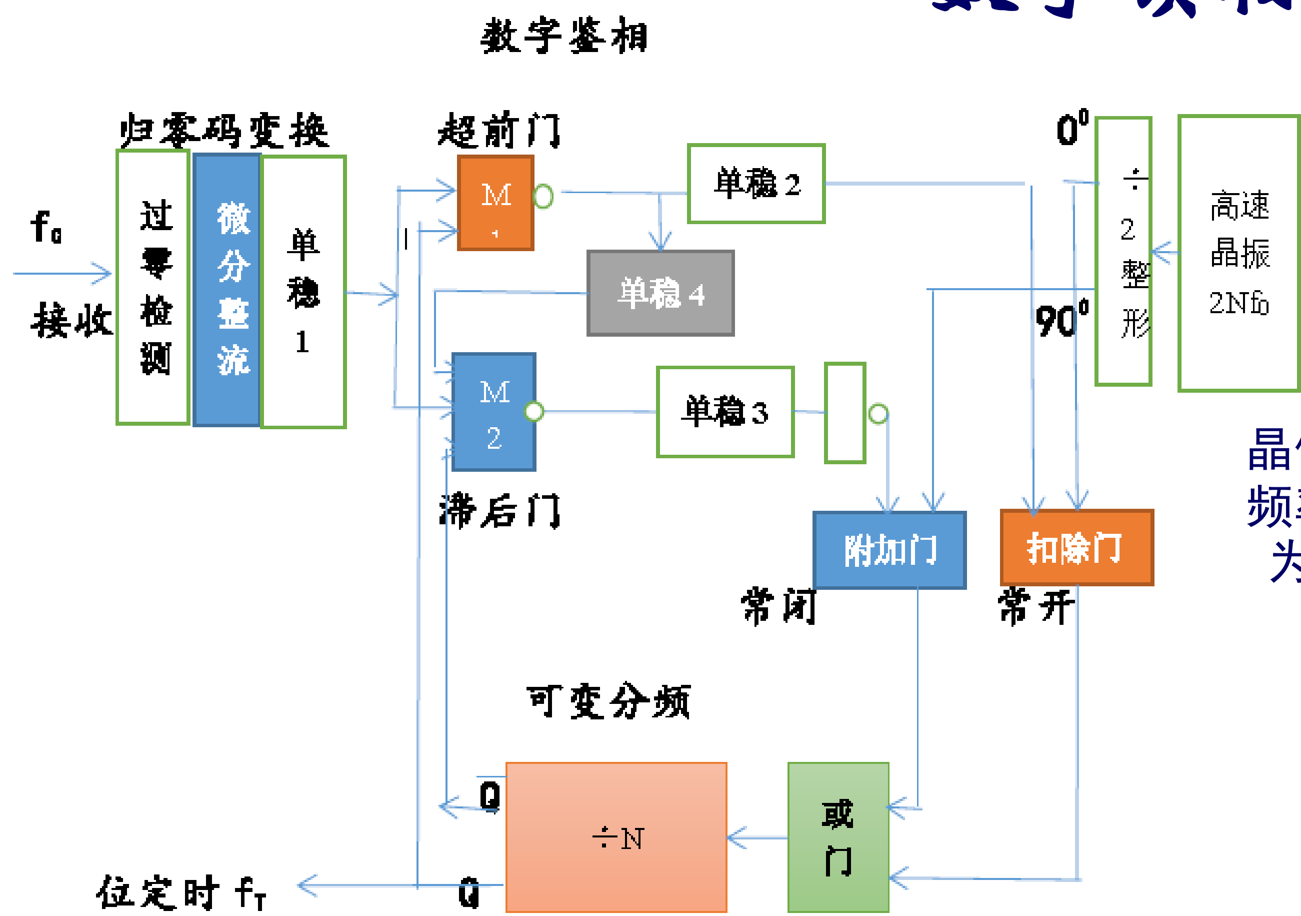
FSK实验中有“位同步”提取

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



晶体振荡频率必须为2N f_o

本地定时時钟

中大光信息