第七章 同步

7.1 概述

同步需要解决的问题：

- 载波同步
- 位同步
- 群同步
- 网同步

解决同步问题的代价：

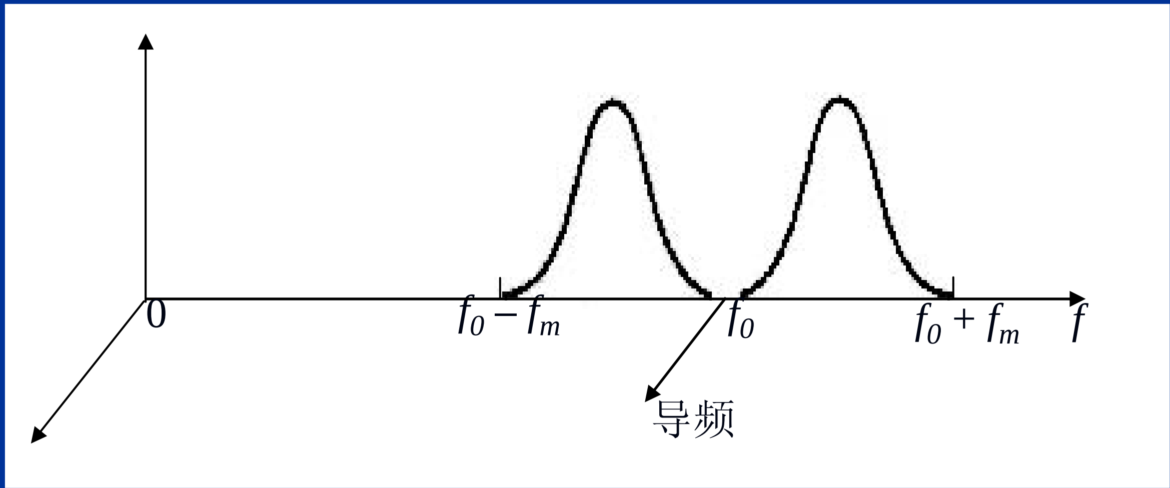
7.2 载波同步方法

7.2.1 插入导频法

例：2PSK信号。

- 在发送端：插入正交导频

$$s_0(t) = Am(t)\sin\omega_0 t + A\cos\omega_0 t$$



***m*(*t*)频谱中的最高频率为f_m**

- 在接收端：

用窄带滤波器滤出导频分量，并将其移相π/2，变成 $\sin\omega_0 t$，然后用它和接收信号相乘。

设接收信号仍用 $s_0(t)$ 表示，则此乘积为

$$s_0(t)\cdot\sin\omega_0 t = Am(t)\sin^2\omega_0 t + A\cos\omega_0 t\cdot\sin\omega_0 t$$
$$= \frac{A}{2}m(t) - \frac{A}{2}m(t)\cos 2\omega_0 t + \frac{A}{2}\sin 2\omega_0 t$$

滤除 $2\omega_0$ 频率分量，就可以恢复出原调制信号 $m(t)$。

- 若不用正交导频，接收端输出将增加直流分量。

➢ 原理方框图

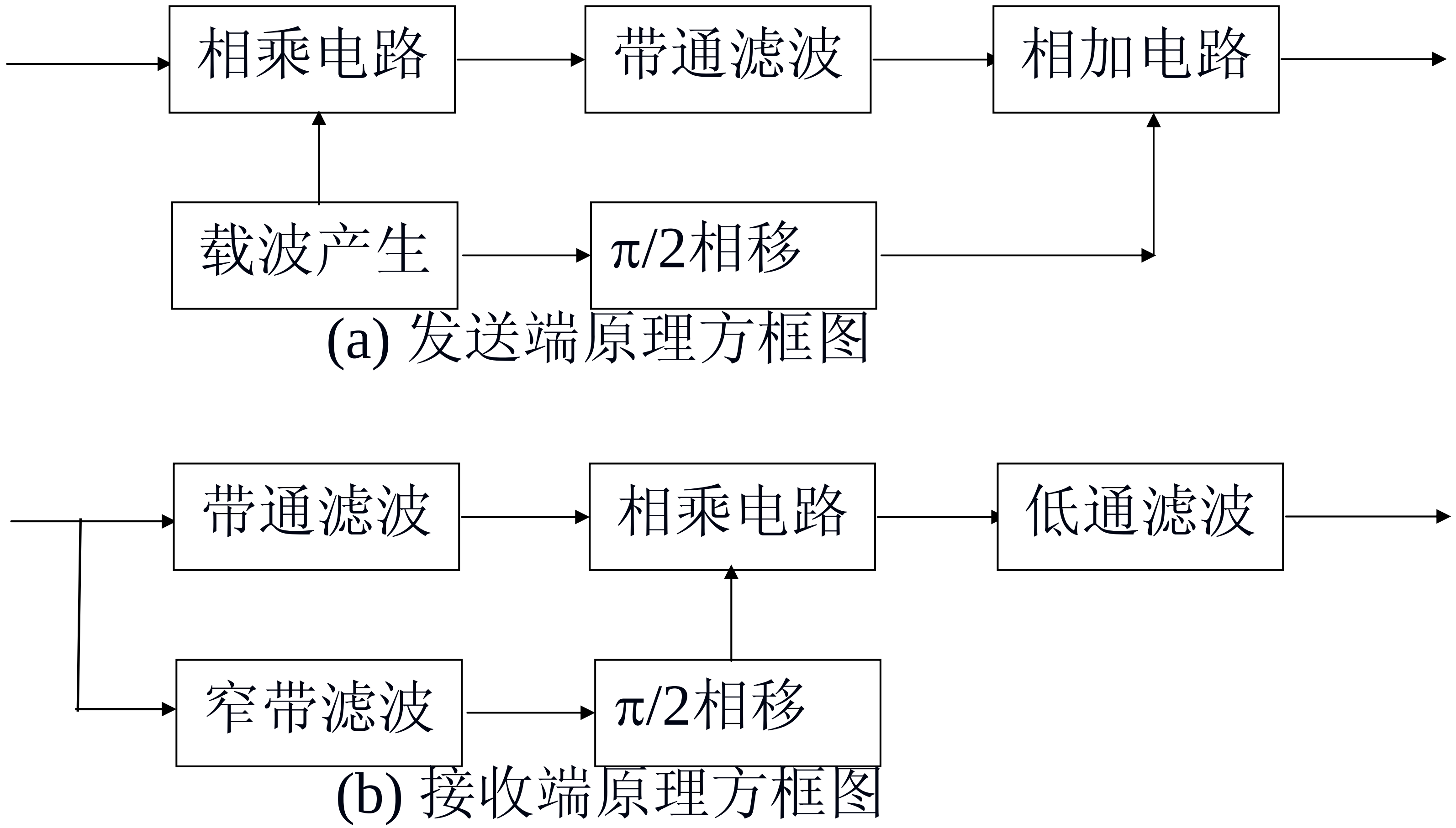


图7.2.2 插入导频法原理方框图

7.2.2 直接提取法

- 平方法
  - 原理

对于没有载波分量的信号，例如**2PSK**信号，

设接收信号为***s*(*t*)**：

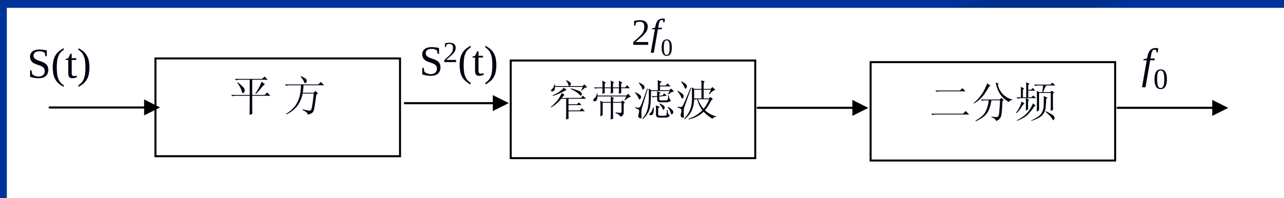
$$s(t) = m(t)\cos\omega_0 t$$

式中，***m*(*t*)**为调制信号，它无直流分量。

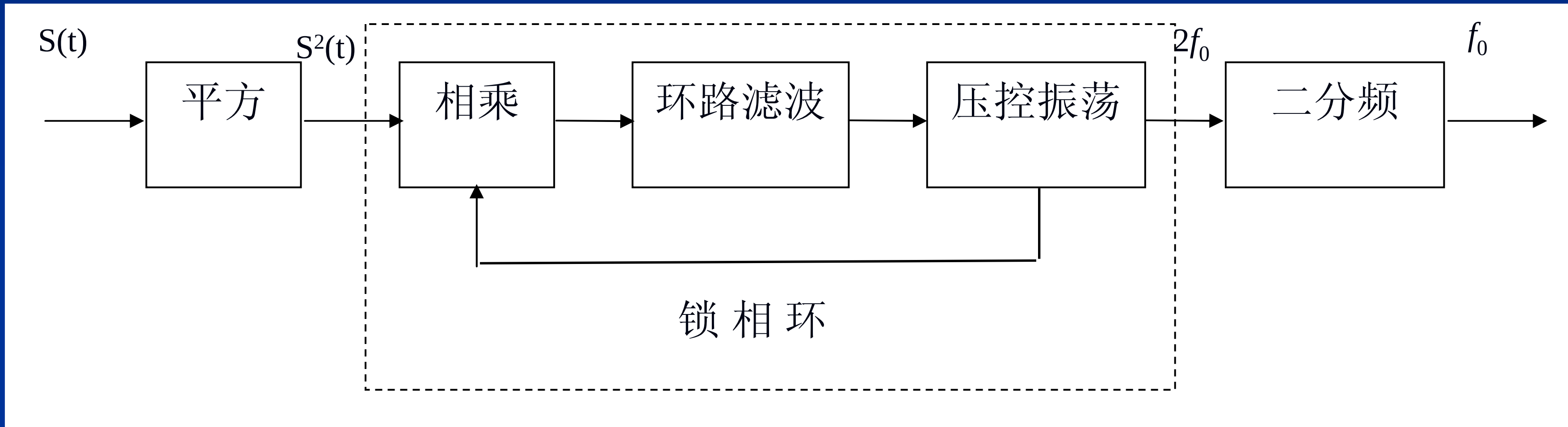
将此接收信号平方后，得到

$$s^2(t) = m^2(t)\cos^2\omega_0 t = \frac{1}{2}m^2(t) + \frac{1}{2}m^2(t)\cos 2\omega_0 t$$

用窄带滤波器将上式中$2f_0$分量滤出，经过二分频，就得出载频f_0的分量。原理方框图如下：



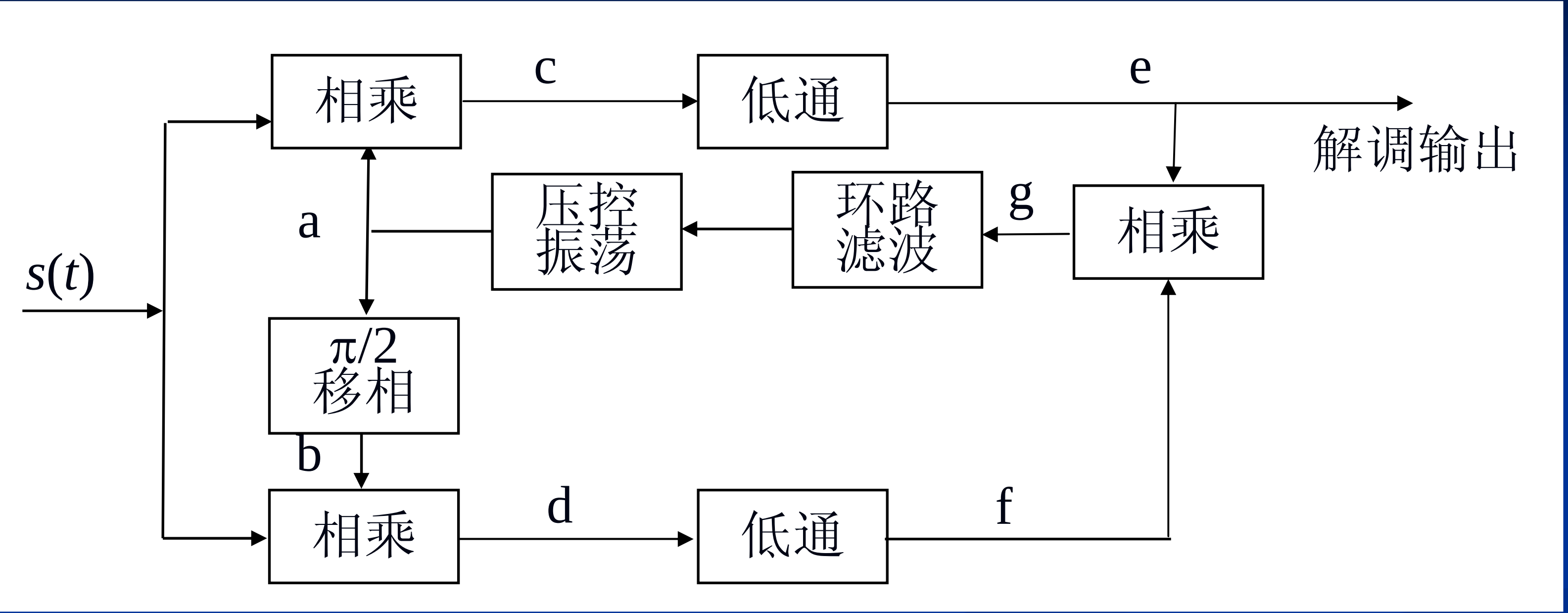
- 存在问题：二分频电路的初始状态是随机的，使分频输出的初始相位有两种可能状态：0和π, 即相位是模糊的
- 用锁相环代替窄带滤波器的方案
  - 原理方框图



  - 优点：输出信号具有更好的稳定性，并且不必须有连续的输入信号。

➢ 科斯塔斯环法 —同相正交环法

■ 原理方框图



■ 原理

设：接收信号仍为抑制载波的双边带信号**s(t)**，本地载波电压为

$$v_a = \cos(\omega_0 t + \theta)$$

$$v_b = \sin(\omega_0 t + \theta)$$

式中，θ为信号和本地载波的相位差。

输入信号**$s(t)$**和本地载波相乘后得到

$$v_c = m(t)\cos\omega_0 t\cos(\omega_0 t+\theta) = \frac{1}{2}m(t)[\cos\theta + \cos(2\omega_0 t+\theta)]$$

$$v_d = m(t)\cos\omega_0 t\sin(\omega_0 t+\theta) = \frac{1}{2}m(t)[\sin\theta + \sin(2\omega_0 t+\theta)]$$

经过低通滤波后，它们分别为：

$$v_e = \frac{1}{2}m(t)\cos\theta \quad 和 \quad v_f = \frac{1}{2}m(t)\sin\theta$$

上面这两个电压再相乘后得到

$$v_g = v_e v_f = \frac{1}{8}m^2(t)\sin 2\theta$$

上式中，θ是本地载波相位与接收信号载波相位之差。

v_g经过环路滤波器后加到压控振荡器上，控制其振荡频率。

当$\theta = 0$时，$v_g = 0$，这时振荡器的控制电压也等于0。

- 结论：
  - 此压控振荡器的输出电压v_a就是从接收信号中提取的载波，可以用来进行相干接收。
  - e点电压v_e就是解调输出电压，因为它近似等于$m(t)/2$。
- 优缺点：
  - 不需要用平方电路，它在频率很高时较难实现。
  - 若要求得到最佳性能，则需要两路低通滤波器的性能完全一致，这对于模拟电路来说较难做到，但是若用数字电路则不难做到。
  - 仍存在相位模糊问题。

- 从多进制信号中提取载频
  - 以QPSK信号为例，说明平方法的原理。

设：一个QPSK信号的表示式为

$$s(t) = m_1(t)\cos\omega_0 t + m_2(t)\sin\omega_0 t$$

式中，

$$m_1(t) = \pm 1; \qquad m_2(t) = \pm 1$$

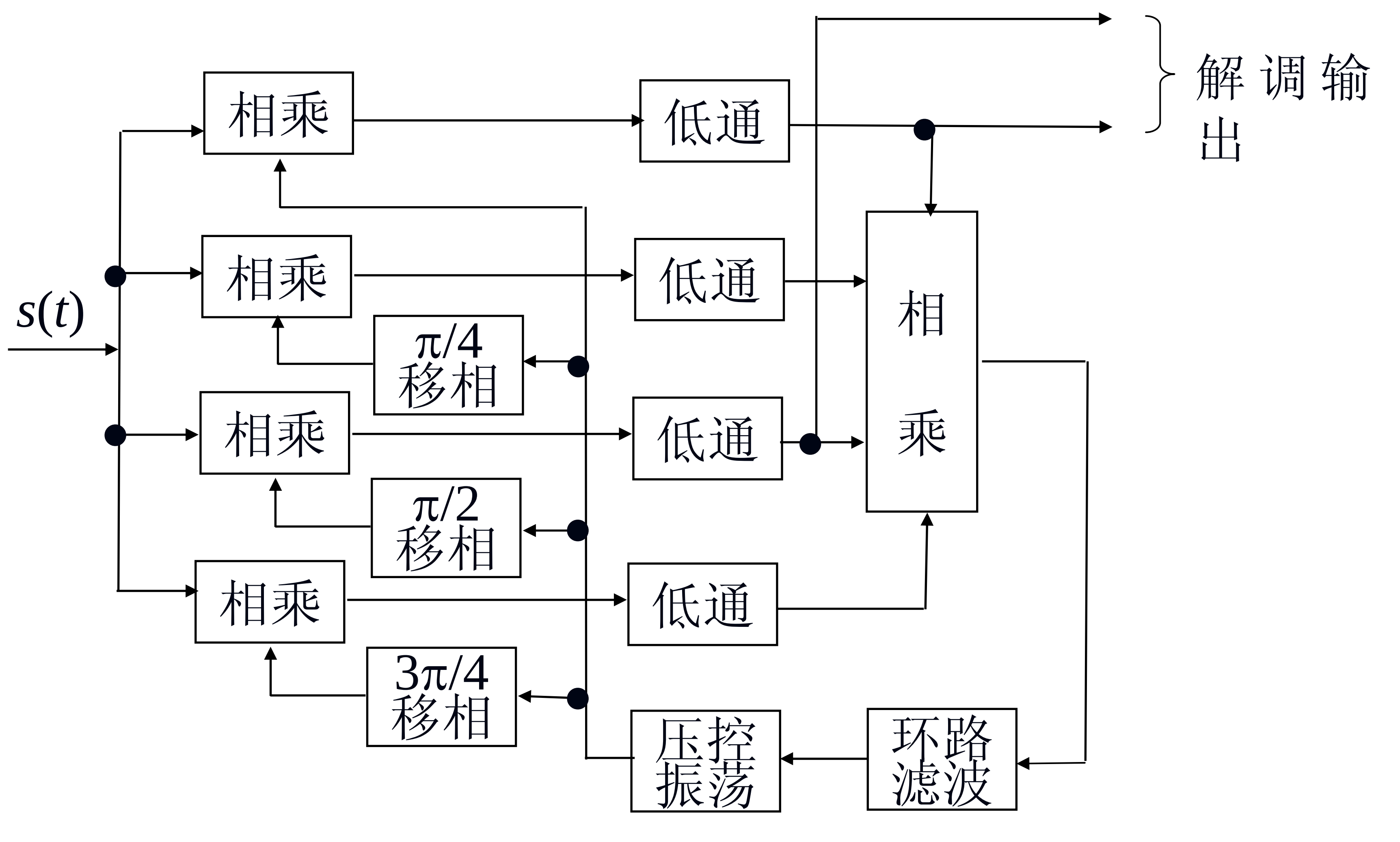
对其平方后，得到 $s^2(t) = 1 \pm \sin 2\omega_0 t$

对于先验等概率的QPSK信号，上式中的"±"号表示其中的**2ω₀**分量的平均功率等于零，即其频谱中没有**2ω₀**的分量。因此，需要滤除其中的直流分量后，再次平方，得到

$$s^4(t) = \sin^2(2\omega_0 t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 4\omega_0 t$$

上式中含有$4f_0$的分量。将它滤出并4分频，即可得到载频f_0分量。

■ QPSK信号提取载频的科斯塔斯环原理方框图



7.2.3 载波同步性能

- 载波同步精确度：

  两种相位误差θ： 1. 由电路参量引起的恒定误差；

  2. 由噪声引起的随机误差。

  - 恒定误差
    - 由滤波器引起的误差

      设：窄带滤波器由一个单谐振电路组成，则由其引起的附加相移等于

      $$\Delta\varphi \approx 2Q\frac{\Delta f}{f_q}$$

    - 由锁相环引起的误差

      设锁相环的稳态相位误差为$\Delta\varphi$，则有

      $$\Delta\varphi = \frac{\Delta f}{K_q}$$

      式中，Δf －f_q和 f_0之差，

      K_q －锁相环路直流增益。

- 随机误差：噪声引起的相位误差θ_n是随机量

　　在加性高斯噪声信道中，θ_n的方差与信噪比r的关系为：

$$\boxed{\sigma_\varphi^2 = \overline{\theta_n^2} = \frac{1}{2r}}$$

式中，σ_φ — 相位抖动；

　　r — 信号噪声功率比。

- 恒定误差和随机误差对于Q值的要求是矛盾的。

➢ 同步建立时间和保持时间

- 同步建立时间 — 从开始接收到信号或从系统失步状态到提取出稳定的载频所需要的时间 — 越短越好。
- 同步保持时间 — 从开始失去信号到失去载频同步的时间 — 越长越好。
- 两者是矛盾的。

- 载波同步误差对2PSK信号误码率的影响
  - 相位误差θ包括两部分：

$$\theta = \Delta\varphi + \sigma_\varphi$$

式中，$\Delta\varphi$ － 恒定误差

σ_φ － 随机误差

  - ∵解调输出为

$$v_e = \frac{1}{2} m(t) \cos \theta$$

式中**cos**θ引起信号电压下降，

∴信号噪声功率比r下降为$\cos^2\theta$倍。

  - 因此，误码率下降为

$$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{r}\cos\theta\right)$$

式中，r为信号噪声功率比。

- 载波同步误差引起的信号波形失真

例如，会使单边带信号产生失真。

设有一单频基带信号：$m(t) = \cos \Omega t$

用它对载波$\cos\omega_0 t$进行单边带调制后，取出上边带信号：

$$s(t) = \frac{1}{2}\cos(\omega_0 + \Omega)t$$

若接收端的本地载波有相位误差φ，则两者相乘后得到

$$\frac{1}{2}\cos(\omega_0 + \Omega)t \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) = \frac{1}{4}[\cos(2\omega_0 t + \Omega t + \varphi) + \cos(\Omega t - \varphi)]$$

经过低通滤波器滤出的低频分量为

$$\frac{1}{4}\cos(\Omega t - \varphi) = \frac{1}{4}\cos \Omega t \cdot \cos \varphi + \frac{1}{4}\sin \Omega t \cdot \sin \varphi$$

上式中，第1项的因子$\cos\varphi$使原调制基带信号受到衰减；第2项和第1项正交，它使接收信号产生失真，产生码间串扰。

7.3 位同步 — 码元同步

7.3.1 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。

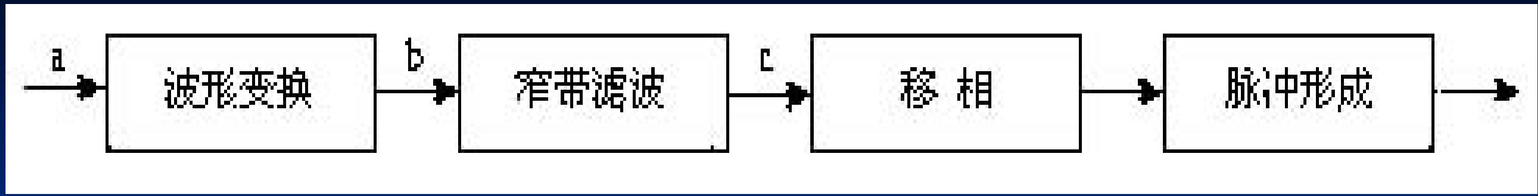
- 插入位同步信号的方法：
  - 时域：连续插入、不连续插入（“位同步头”）
  - 频域：信号频带外插入、信号频带内“空隙”处插入。
- 优缺点：设备较简单；但占用一定的带宽和发送功率。

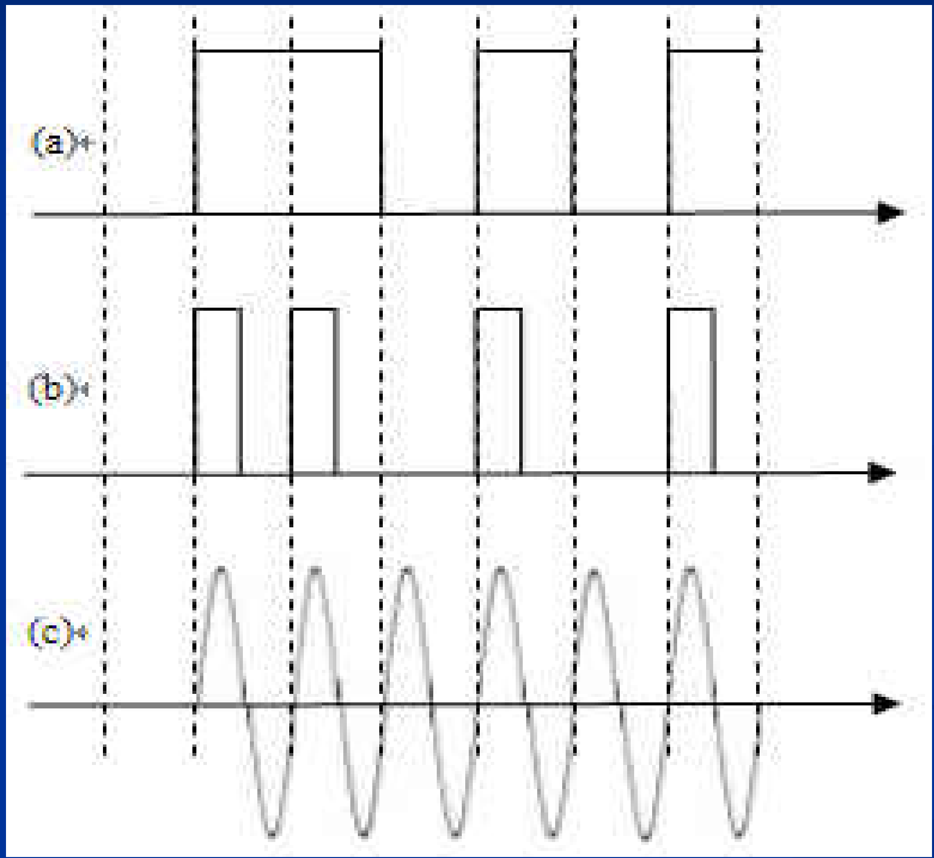
7.3.2 自同步法

- 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。

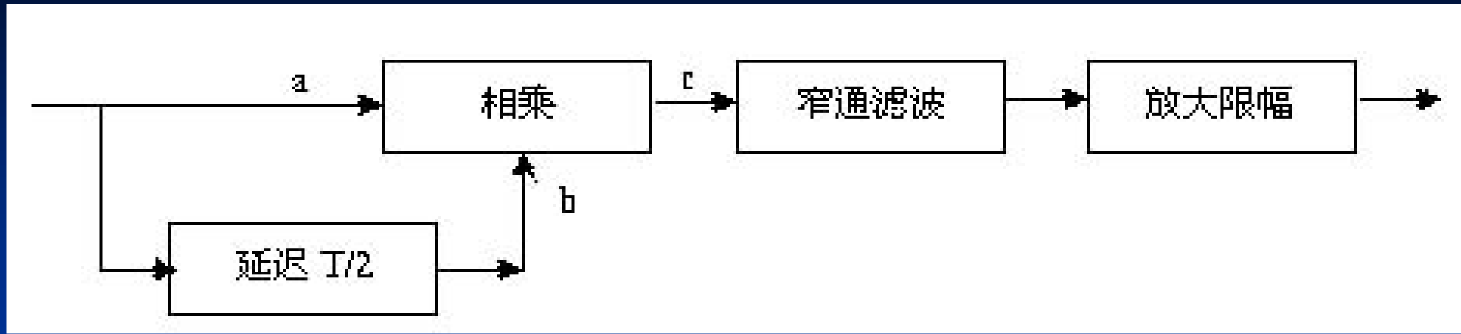
  下面给出3个具体方案。

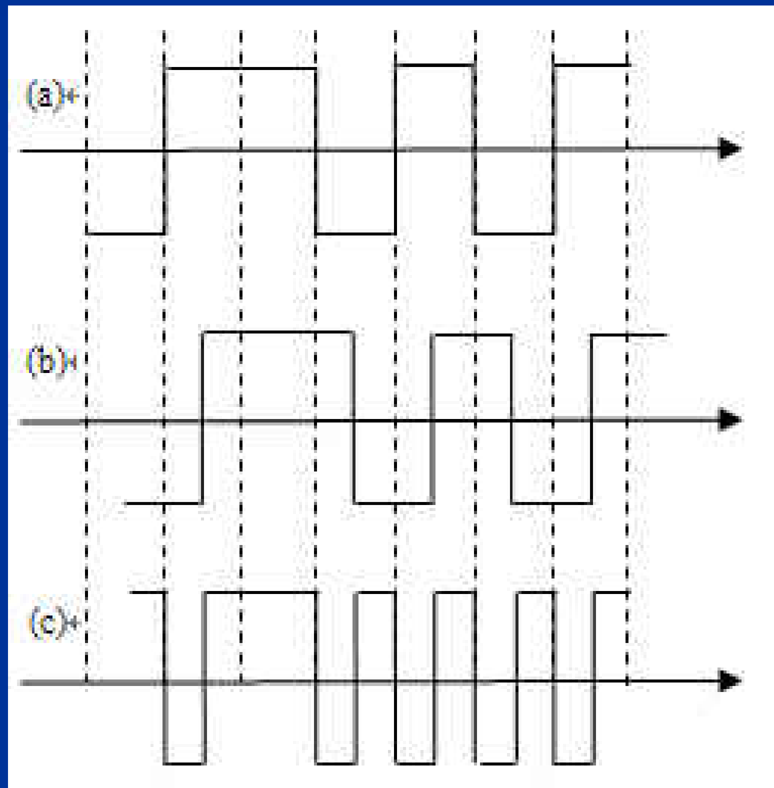
■ 波形变换法



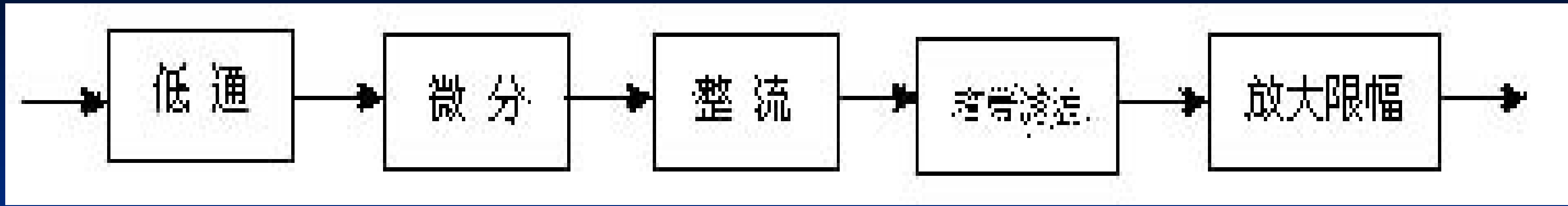


■ 延迟相乘法





■ 微分整流法



➢ 时间误差：若窄带滤波器的带宽等于**1/*KT***，则

$$\frac{\left|\bar{\varepsilon}\right|}{T}=\frac{0.33}{\sqrt{KE_b/n_0}}$$

当 $\dfrac{E_b}{n_0}>5,\qquad K\geq 18$

式中， $\boldsymbol{\varepsilon}$ — 同步误差时间；

$\boldsymbol{T}$ — 码元持续时间；

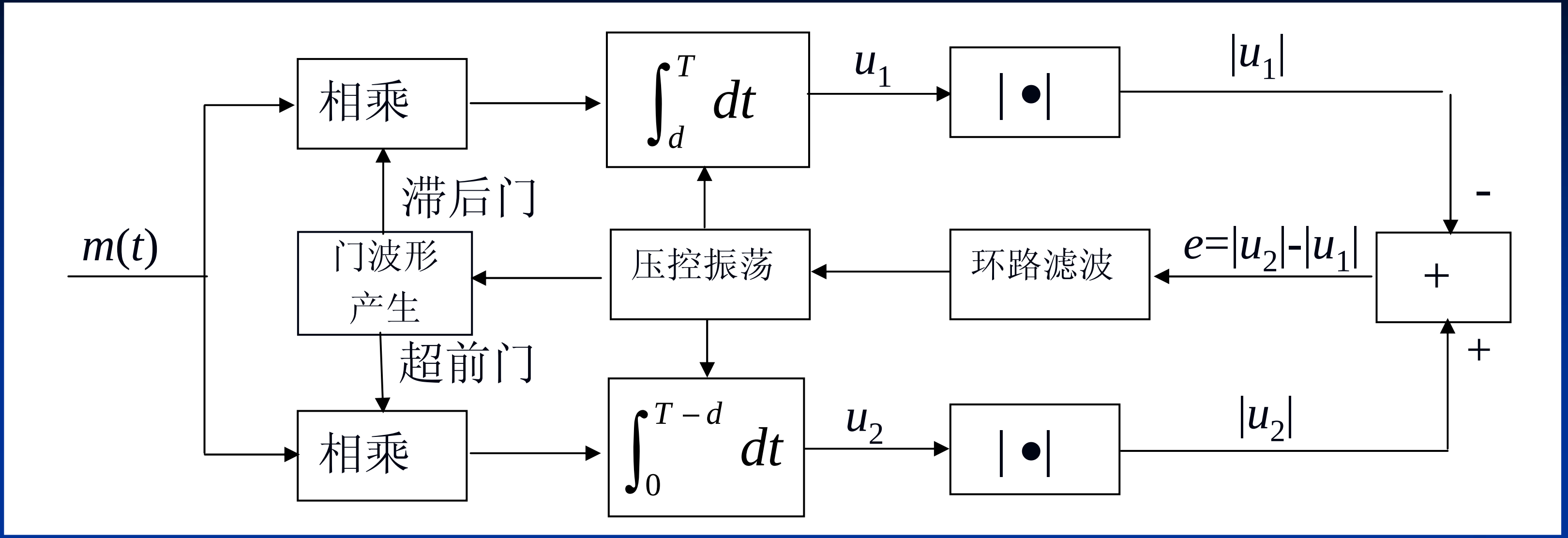
$\boldsymbol{E_b}$ — 码元能量；

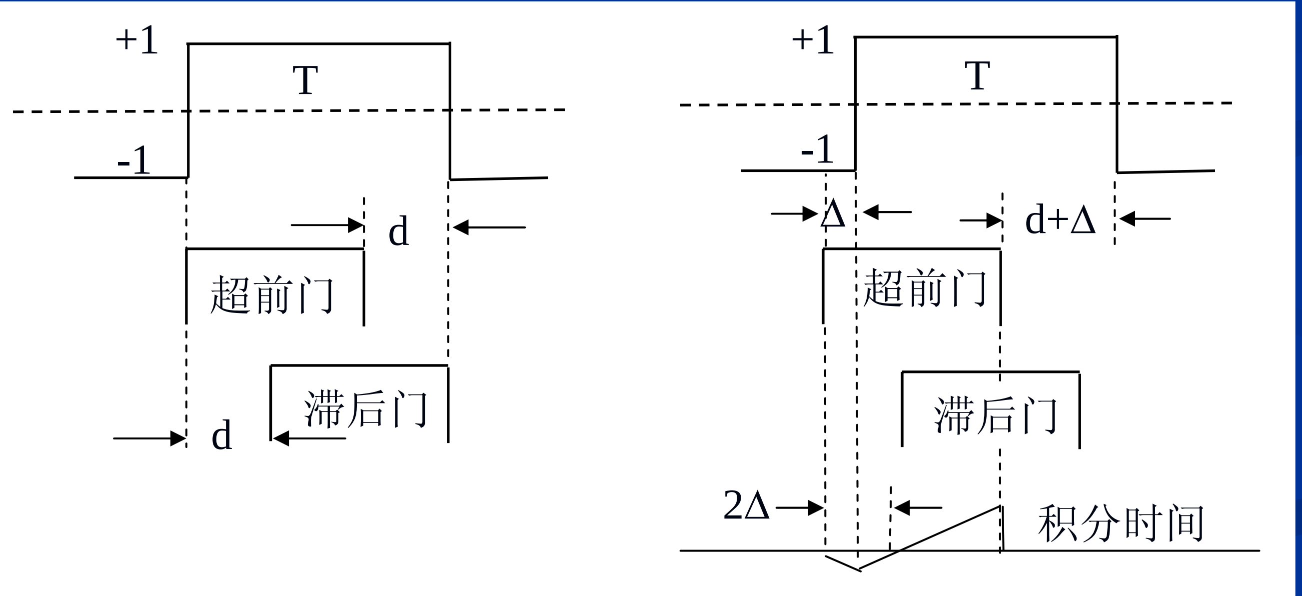
$\boldsymbol{n_0}$ — 单边噪声功率谱密度。

因此，只要接收信噪比大，上述方案能保证足够准确的码元同步。

■ 开环法主要缺点：存在非零平均同步跟踪误差。

闭环码元同步法 — “超前/滞后门”同步器





(a) 同步状态

(b) 超前状态

7.3.3 位同步误差对于误码率的影响

若位同步时间误差为Δ，则积分时间将损失2Δ，积分得到的码元能量将减小为$E_b(1-2\Delta/T)$；在相邻码元没有突变边沿时，则积分时间没有损失。

∴对于等概率随机码元信号，有突变的边沿和无突变的边沿各占1/2。

例：2PSK信号的最佳误码率等于

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

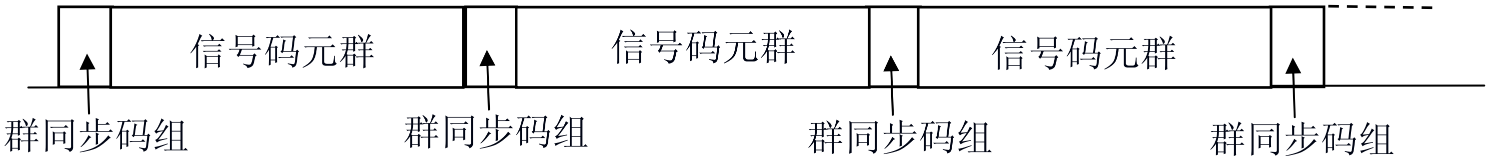
故在有相位误差时的平均误码率为

$$P_e = \frac{1}{4} erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{n_0}}\right) + \frac{1}{4} erfc\left[\sqrt{\frac{E_b}{n_0}\left(1-\frac{2\Delta}{T}\right)}\right]$$

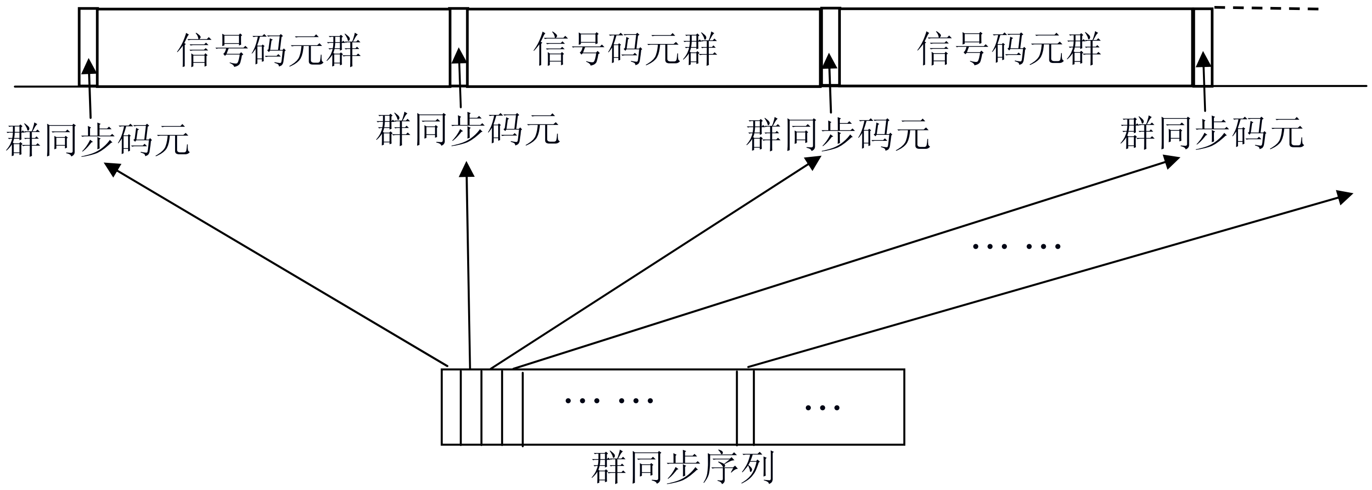
7.4 群同步

7.4.1 概述

- 群同步信息的传递
  - 1. 码组本身自带分组信息
  - 2. 插入群同步码
    - 集中插入
    - 分散插入



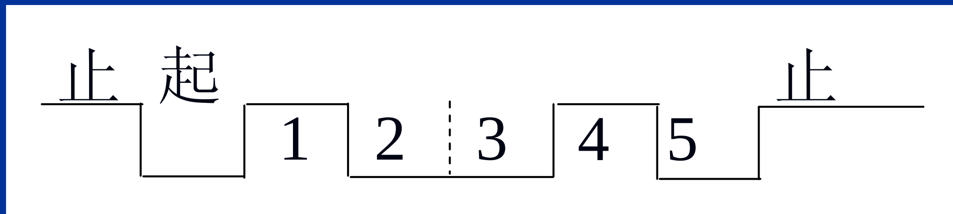
(a) 集中插入法



(a) 分散插入法

- 集中插入：适用于要求快速建立同步的地方，或间断传输信息并且每次传输时间很短的场合
- 分散插入：需要较长的同步建立时间。故适用于连续传输信号之处，例如数字电话系统中
- 同步电路的两种状态：捕捉态和保持态。
- 起止式同步法：

  主要适用于低速的手工操作的电传打字机中。



起止式同步通信有时也称为异步式通信，因为其码元间隔不等。

7.4.2 集中插入法

- 原理

设有一个码组，它包含N个码元$\{x_1, x_2, \ldots, x_N\}$，则其局部自相关函数（下面简称自相关函数）等于：

$$R(j) = \sum_{i=1}^{N-j} x_i x_{i+j}$$

$$(1 \le i \le N) \qquad (j = \text{整数})$$

式中，N — 码组中的码元数目；

x_i — 码元的取值，可以取+1或-1。

当$j = 0$时，

$$R(0) = \sum_{i=1}^{N} x_i x_i = \sum_{i=1}^{N} x_i^2 = N$$

上式在运算中，已假定当$1 > i$ 和$i > N$时，$x_i = 0$。

若一个码组仅在$R(0)$处出现峰值，其他处的$R(j)$均很小，则可以用求自相关函数的方法对于接收码元序列运算，寻找峰值，从而确定此码组的位置。

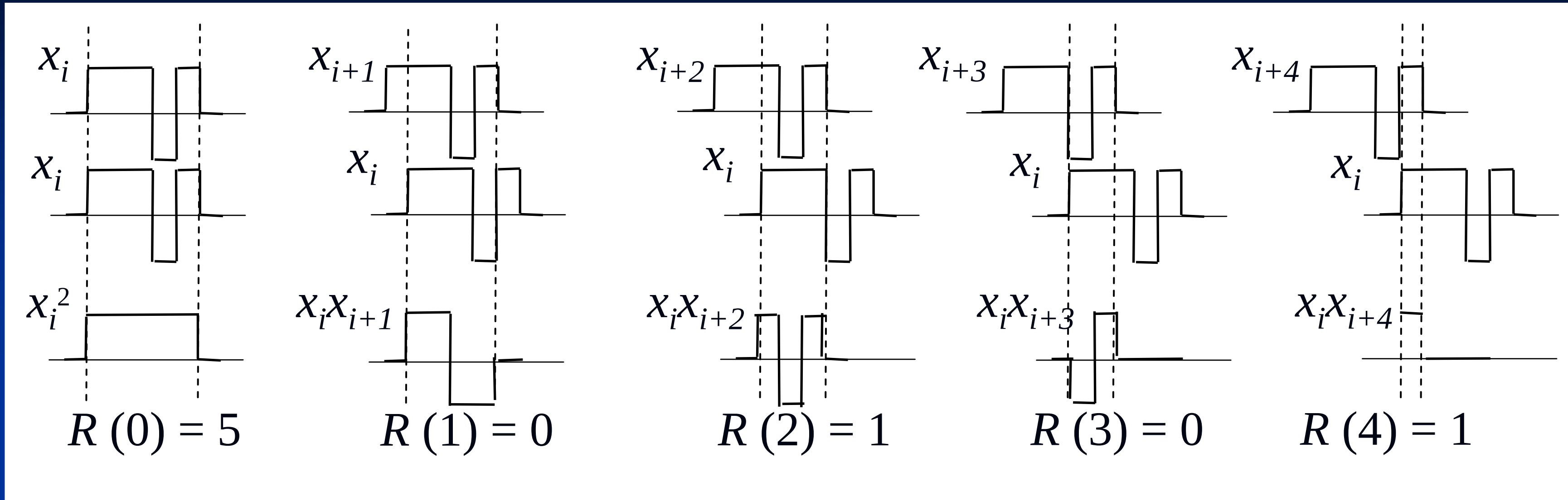
- 巴克码
  - 定义：

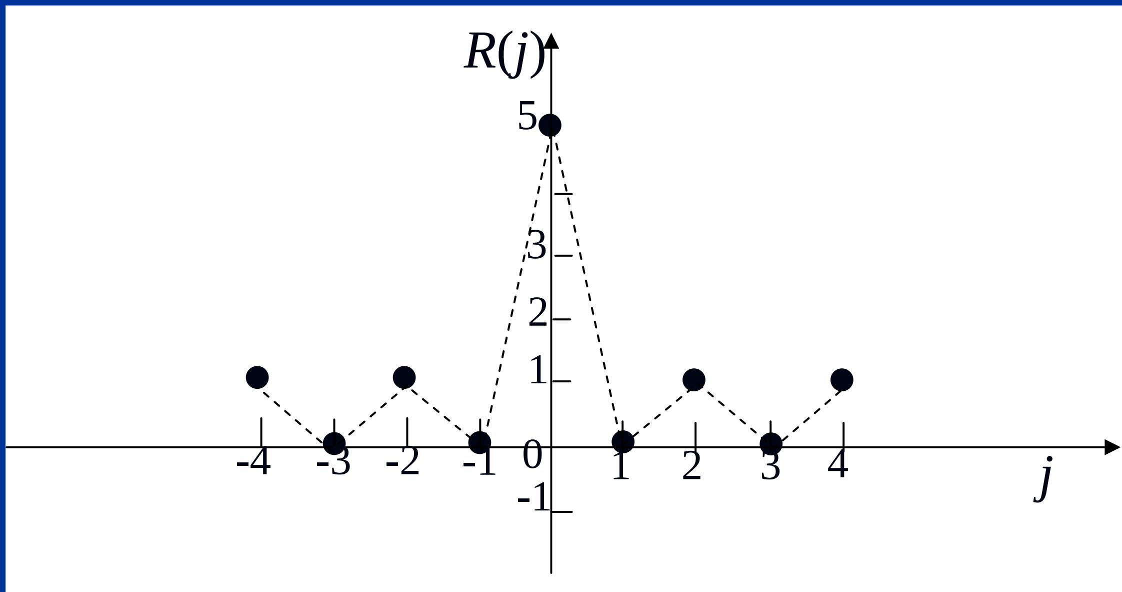
$$R(j)=\sum_{i=1}^{N-j} x_i x_{i+j} = \begin{cases} N, & j=0 \\ 0\text{或}\pm\mathbf{1}, & 0<j<N \\ 0, & j\ge N \end{cases}$$

巴克码尚未找到一般构造方法

N	巴克码
1	＋
2	＋＋或＋－
3	＋＋－
4	＋＋＋－或＋＋－＋
5	＋＋＋－＋
7	＋＋＋－－＋－
11	＋＋＋－－－＋－－＋－
13	＋＋＋＋＋－－＋＋－＋－＋

■ 自相关函数值：以$N = 5$的巴克码为例





- 威拉德(Willard) 码：

  对于随机相邻码元能给出最小错误同步概率。

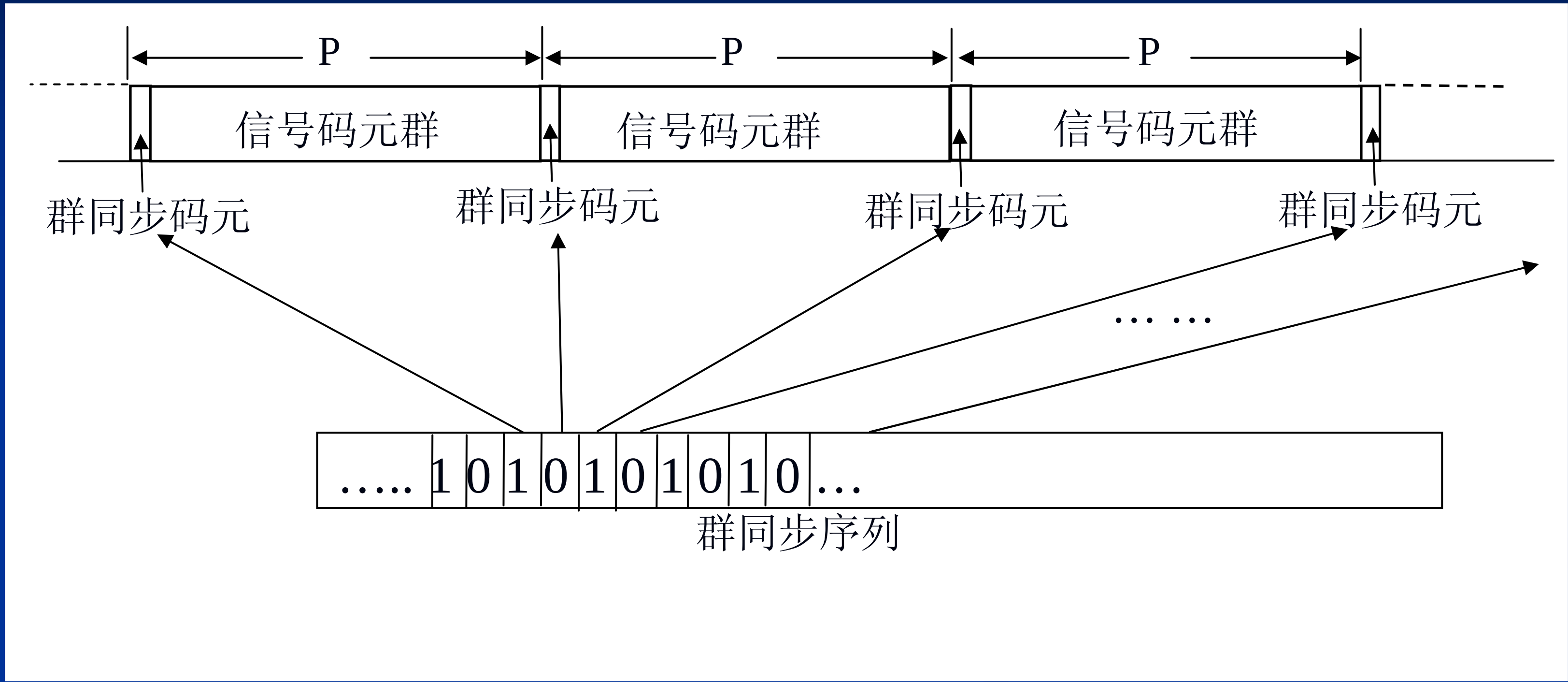
N	威拉德码
1	＋
2	＋－
3	＋＋－
4	＋＋－－
5	＋＋－＋－
7	＋＋＋－＋－－
11	＋＋＋－＋＋－＋－－－
13	＋＋＋＋＋－－＋－＋－－－

集中插入法 的实现

- 一旦发现自相关值等于同步码组的长度*N*时，就认为捕捉到了同步，并将系统从捕捉态转换为保持态。
- 继续考察同步位置上的接收码组是否仍然具有等于N的自相关值。
- 当系统失去同步时，自相关值立即下降。
- 因为噪声也可能引起自相关值下降。所以为了保护同步状态不易被噪声等干扰打断，在保持状态时要降低对自相关值的要求。
- 判定系统失步后，系统转入捕捉态，从新捕捉同步码组。

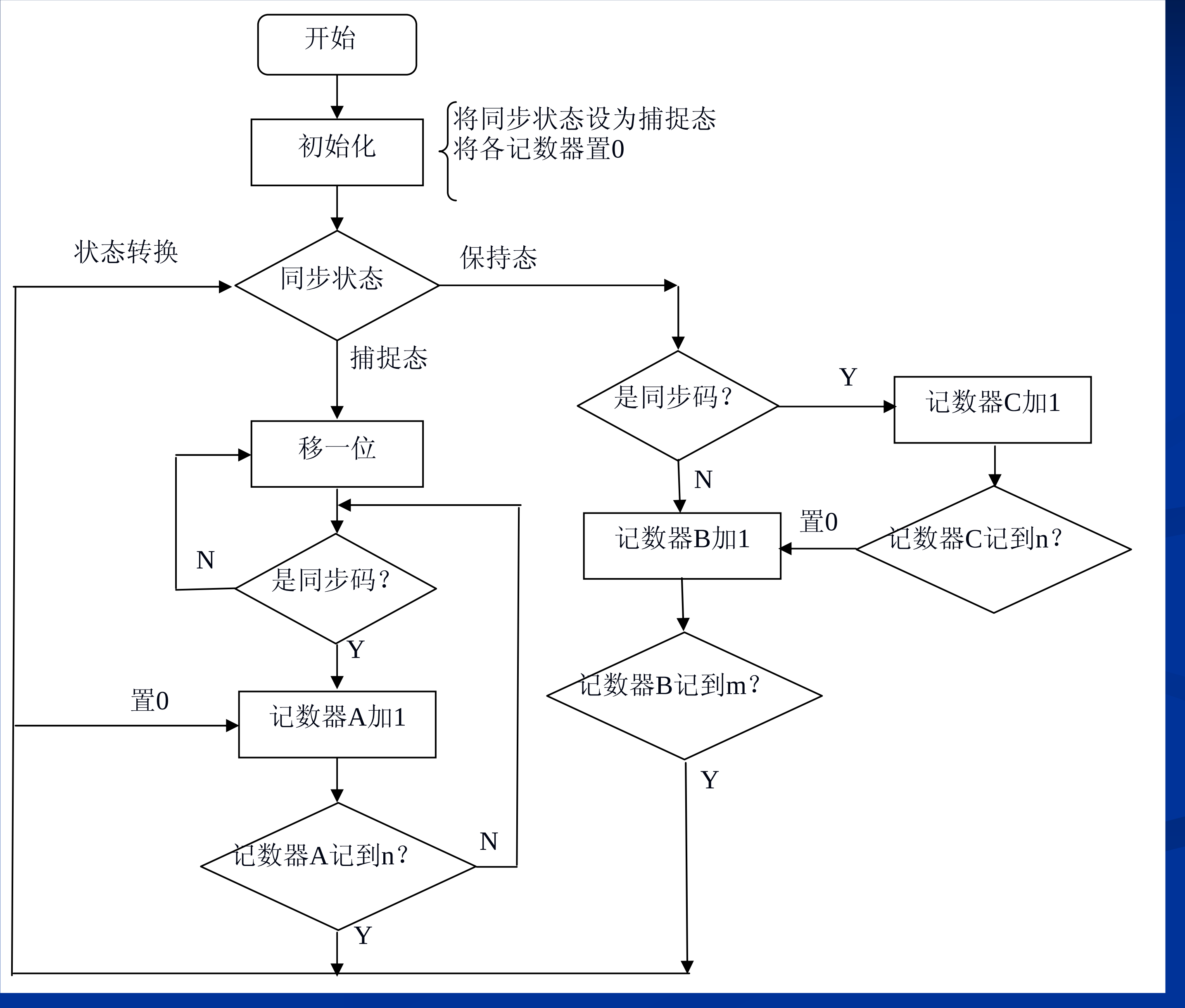
7.4.3 分散插入法 —间隔式插入法

- 例：在数字电话系统中常采用的“1/0”交替码



➢ 同步码搜索方法

■ 移位搜索法



■ 存储检测法

新码元进入

33	34	35	36	37	38	39	40
x	x	x	x	x	x	x	0
25	26	27	28	29	30	31	32
x	x	x	x	x	x	x	1
17	18	19	20	21	22	23	24
x	x	x	x	x	x	x	0
09	10	11	12	13	14	15	16
x	x	x	x	x	x	x	1
01	02	03	04	05	06	07	08
x	x	x	x	x	x	x	0

检验是否“1/0”交替

老码元输出

7.4.4 群同步性能

- 漏同步概率P_l：将正确同步位置漏过的概率。

设： 接收码元错误概率为p，

需检验的同步码元数为n，

检验时容许错误的最大码元数为m，

则未漏判定为同步码的概率等于

$$\sum_{r=0}^{m} C_n^r p^r (1-p)^{n-r}$$

所以，漏同步概率等于

$$P_l = 1 - \sum_{r=0}^{m} C_n^r p^r (1-p)^{n-r}$$

当不允许有错误时，即设定$m = 0$时，则上式变为

$$P_l = 1-(1-p)^n$$

$P_l = 1-(1-p)^n$

- 假同步概率P_f：

  将错误同步位置当作正确同步位置捕捉到的概率。

  设： 信息码元“1”和“0”出现的先验概率相等，

  假同步是由某个信息码组被误认为同步码组造成的，

  同步码组长度为n，

  则 n位的信息码组有2^n种排列。它被错当成同步码组的概率和容许错误码元数m有关。

  若不容许有错码，即$m = 0$，则只有一种可能，即信息码组中的每个码元恰好都和同步码元相同。

  若$m = 1$，则有C_n^1种可能。

  因此假同步的总概率为

$$P_f = \frac{\sum_{r=0}^{m} C_n^r}{2^n}$$

  式中，分母2^n是全部可能出现的信息码组数。

- 当m增大时，漏同步概率减小，但假同步概率增大。所以，两者是矛盾的。

7.5 网同步

7.5.1 概述

- 目的：解决网中各站的载波同步、位同步和群同步等问题
- 单向通信：由接收机解决网同步问题。
- 多用户系统：由整个终端站（发射机和接收机）解决同步问题。
- 终端站发射机同步方法：有开环和闭环两种。
  - 开环法：不需依靠对中心站上接收信号参量的测度，它依靠的是准确的可以预测的链路参量。
    - 优点：捕捉快、不需要反向链路也能工作和实时算量小。
    - 缺点：需要外部有关部门提供所需的链路参量数据，并且缺乏灵活性。

- 闭环法：不需要预先得知链路参量的数据，中心站需要度量来自终端站的信号的同步准确度，并将度量结果通过反向信道送给终端站，使其作出调整。
  - 优点：不需要外部供给有关链路参量的数据，能及时适应路径和链路情况的变化 。
  - 缺点：终端站需要有较高的实时处理能力，并且每个终端站和中心站之间要有双向链路。此外，捕捉同步也需要较长的时间。

7.5.1 开环法

- 两类开环法：1. 不利用反向链路提供的信息，
  2. 利用反向链路提供的信息。
- 例：

1. 卫星通信系统 — 不利用反向链路提供的信息时
   - 预先校正时间：终端站发射机需要计算信号到达中心站的时间：

     $$T_a = T_t + \frac{d}{c}$$

     式中，T_t —实际发送开始时间；

     d — 传输距离；c — 光速。
   - 预先校正发送频率：考虑多谱勒频移后，发送频率应该等于

     $$f \approx \left(1 - \frac{V}{c}\right) f_0$$

     式中，V — 相对速度（距离缩短时为正）；

     f_0 — 标称发送频率。

- 时间预测的误差

$$T_e = \frac{r_e}{c} + \Delta t$$

式中， r_e — 距离估值的误差；

Δt — 发射机处和接收机处参考时间之差。

- 频率预测误差

$$f_e = \frac{V_e f_0}{c} + \Delta f$$

式中，V_e — 发射机和接收机间相对速度的测量值误差或预测值的误差；

Δf — 发射机和接收机参考频率间的误差。

- 参考频率最大容许误差

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_0} \qquad \text{(Hz / Hz / day)}$$

- 频率偏移随时间线性增大值

$$\Delta f(T)=f_0\int_0^T \delta dt+\Delta f(0)=f_0\delta\cdot T+\Delta f(0)$$

式中，$\Delta f(T)$ — 在时间T 内增大的频率偏移；

$\Delta f(0)$ — 初始（t = 0时）频率偏移；

T — 时间（天）。

- 积累的时间偏差$\Delta t(T)$

$$\Delta t(T)=\int_0^T \frac{\Delta f(t)}{f_0}dt+\Delta t(0)=\int_0^T \delta\cdot tdt+\int_0^T \frac{\Delta f(0)}{f_0}dt+\Delta t(0)$$

$$=\frac{1}{2}\delta\cdot T^2+\frac{\Delta f(0)T}{f_0}+\Delta t(0)$$

由上式可以看出，参考时间误差随时间按平方律增长。

通常必须定期地更新终端站的接收机定时数据，或重新将接收机和发射机的参考时间设置到标称时间。

2. 卫星通信系统 — 利用反向链路提供的信息时

- 对下行链路信号测量得到的Δt 和Δf 的误差，可以用于计算对上行传输的校正。
- 若终点站有来自中心站的反向（下行）链路，并能够将本地参考和输入信号参量作比较，则两次校准的时间间隔可以更长些。
- 终端站能够利用对反向链路信号测量进行同步的方法有时称为准闭环发射机同步法。
- 若已知参考时间和参考频率是准确的，但是链路的路径有变动，则对下行链路的同样测量也可以用于解决距离或速度不确定的问题，从而预先校正上行信号的定时和频率。

7.5.2 闭环法

- 闭环法需要终端站发送特殊的同步信号，用以在中心站决定信号的时间和频率误差。所得结果并在反向（下行）链路上反馈给终端站发射机。
- 若中心站具有足够的处理能力，则中心站可以进行实际的误差测量；并将误差送回给终端站发射机。
  - 优点：1. 在反向链路上传送的误差测量结果很短。
    2. 在中心站上的误差测量手段能够被所有终端共享。这大量节省了系统的处理能力。
- 若中心站没有处理能力，则此特殊同步信号可以直接由反向链路送回终端站发射机；由发射机处理。
  - 优点：1. 中心站不需要易于接入。
    2. 中心站可以设计得较简单。
    3.响应更快，因为没有中心站处理带来的迟延。

- 缺点：

1.反向信道的使用效率不高 。

2.中心站对码元判决产生影响。

例：设终端站采用2FSK向中心站发送信号，中心站采用非相干解调。

中心站接收信号表示式为：

$$s(t)=\begin{cases}\sin[(\omega_0+\omega_s+\Delta\omega)t+\theta] & 0\le t\le \Delta t\\ \sin[(\omega_0+\Delta\omega)t+\theta] & \Delta t<t\le T\end{cases}$$

式中，T — 码元持续时间；

ω_0 — 2FSK信号1个码元的角频率；

$(\omega_0+\omega_s)$ — 2FSK信号另1个码元的角频率；

$\Delta\omega$ — 中心站接收信号的角频率误差；

Δt — 中心站接收信号到达时间误差；

θ — 任意相角。

若中心站解调器的两个正交分量输出为：

$$x = \frac{1}{T}\int_0^T s(t)\cos\omega_0 t dt \qquad y = \frac{1}{T}\int_0^T s(t)\sin\omega_0 t dt$$

则解调信号的能量为

$$z^2 = x^2 + y^2 = \left(\frac{\sin[(\omega_s + \Delta\omega)\Delta t/2]}{(\omega_s + \Delta\omega)T}\right)^2 + \left(\frac{\sin[\Delta\omega(T - \Delta t)/2]}{\Delta\omega T}\right)^2$$

$$+ \frac{\cos(\Delta\omega\Delta t) + \cos[\Delta\omega T - (\omega_s + \Delta\omega)\Delta t] - \cos(\Delta\omega T) - \cos(\omega_s\Delta t)}{2\Delta\omega(\omega_s + \Delta\omega)T^2}$$

当时间误差$\Delta t = 0$时，上式变为

$$z^2 = \left[\frac{\sin(\Delta\omega T/2)}{\Delta\omega T}\right]^2$$

当 频率偏离$\Delta f = 0$时，上式变为

$$z^2 = \left(\frac{T - \Delta t}{2T}\right)^2 + \left[\frac{\sin(\omega_s\Delta t/2)}{\omega_s T}\right]^2$$

从上三式看出，存在任何时间误差、频率偏离或者两者都存在，将造成正确信号积分器中得到的信号能量下降，误码率因而增大。

- 2FSK系统预先校正频率的办法
  - 终端站发送一个连续的正弦波，其频率等于2FSK信号两个频率的平均值。
  - 它将在反向（自中心站向终端站）链路中产生一个随机二进制序列，若没有频率偏离，则序列中的两种符号概率相等。
  - 利用这种原理就能找到中心频率，从而在终端站上准确地预先校正频率。
  - 一旦找到正确的频率，终端站发射机再交替发送这两种符号，以寻找正确的定时。
  - 在半个码元区间内改变发送的定时，发射机就能找到给出最坏误码性能的时间。
  - 终端站发射机可以用这种原理计算正确的定时。
  - 这种方法比寻找误码性能最佳点更好。因为在任何设计良好的系统中，码元能量大得足够容许存在少许定时误差，所以即使定时不准，反向信号也可能没有误码。

7.6 小结