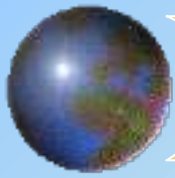


第十一章 同步原理

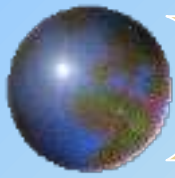
尹林子

物理科学与技术学院电信系



基本内容

- ✦ **11.1** 引言
- ✦ **11.2** 载波同步
- ✦ **11.3** 位同步
- ✦ **11.4** 帧同步
- ✦ **11.5** 网同步



11.1 引言

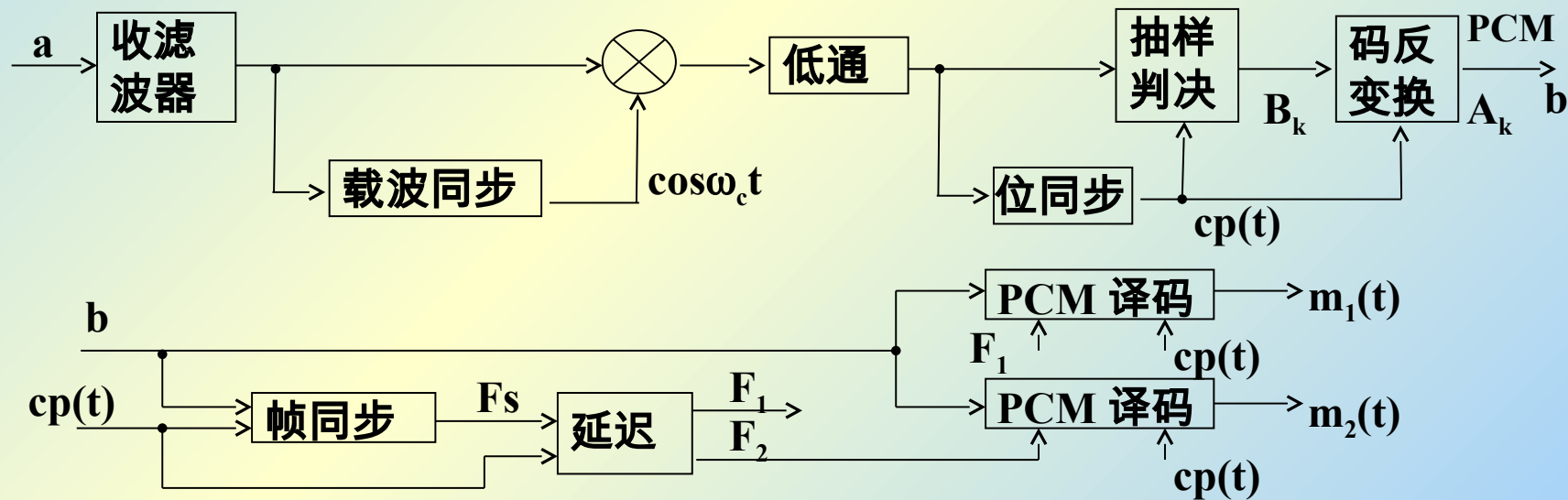
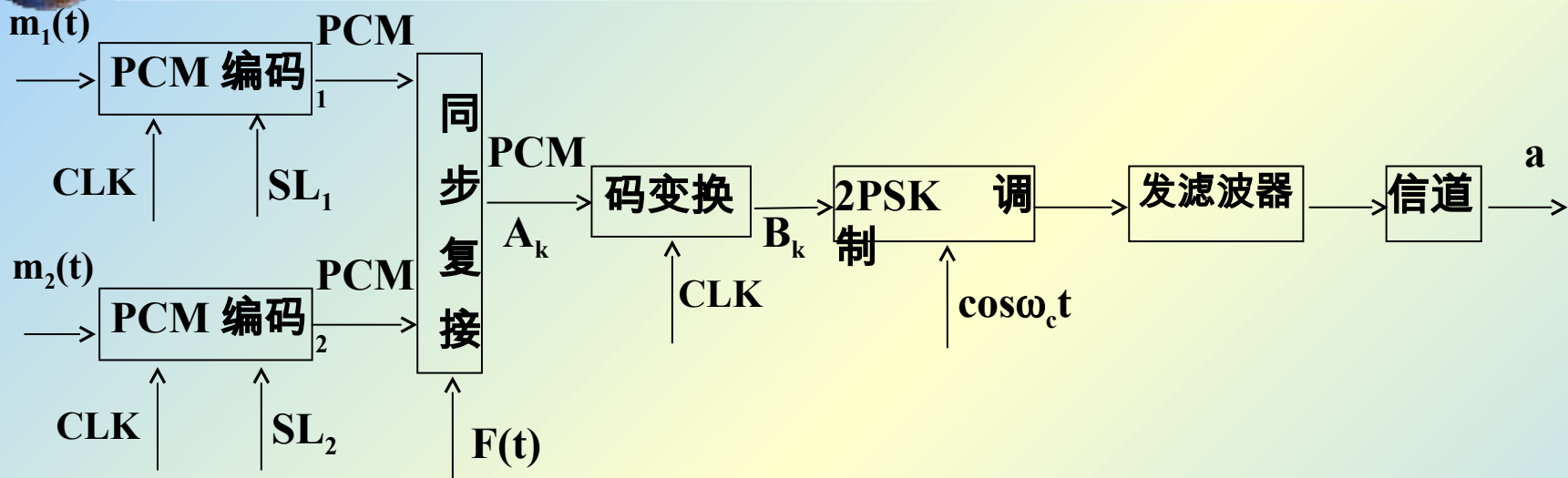
定义：指系统的收发两端（或多端）在时间上保持步调一致。

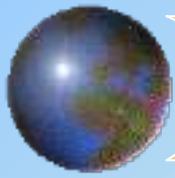
意义：信息传输的前提，同步性能的好坏直接影响系统性能。

- ❁ **载波同步：同步解调时相干载波的获取**
- ❁ **码元（位）同步：抽样时刻应位于码元终止时刻；**
- ❁ **群同步（字同步）**
- ❁ **帧同步（句同步）**
- ❁ **网同步**



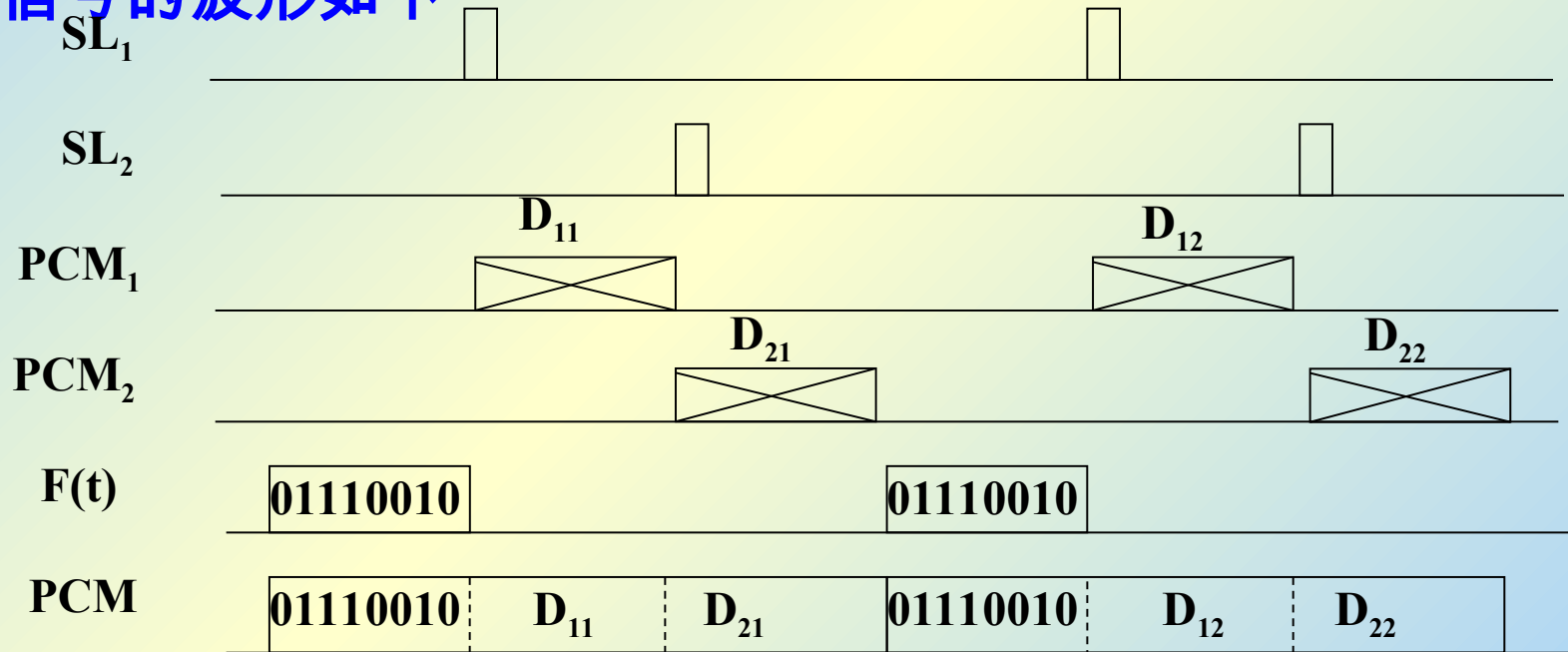
11.1 引言

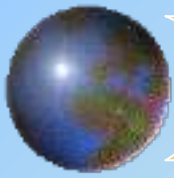




11.1 引言 (续)

设 CLK 频率为 192KHz、 SL_1 、 SL_2 的频率为 8KHz，则 SL_1 、 SL_2 、 PCM_1 、 PCM_2 、 $F(t)$ 、及 PCM 信号的波形如下





11.2 载波同步

一、载波同步方法

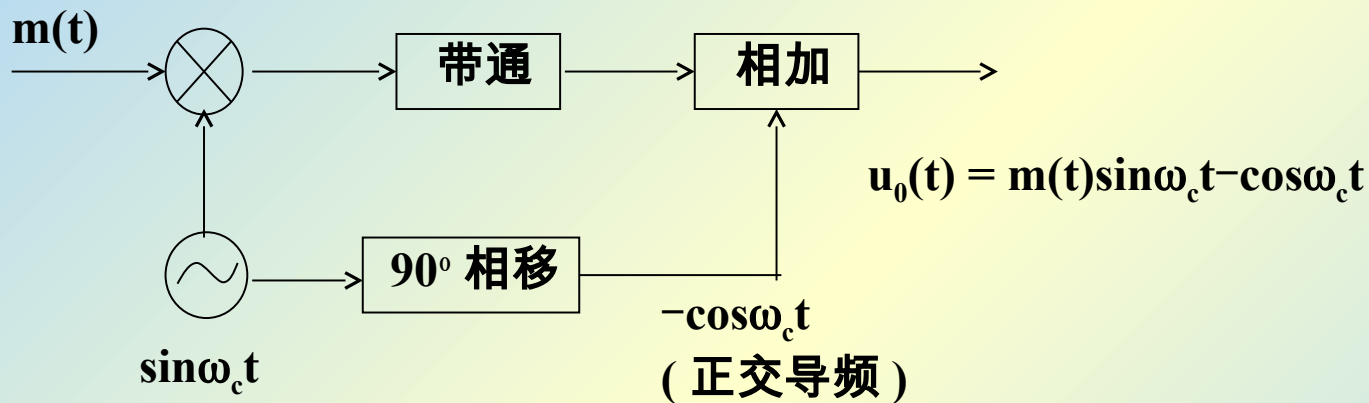
载波同步方法分插入导频法（外同步法）和直接法（自同步）。

1 插入导频法

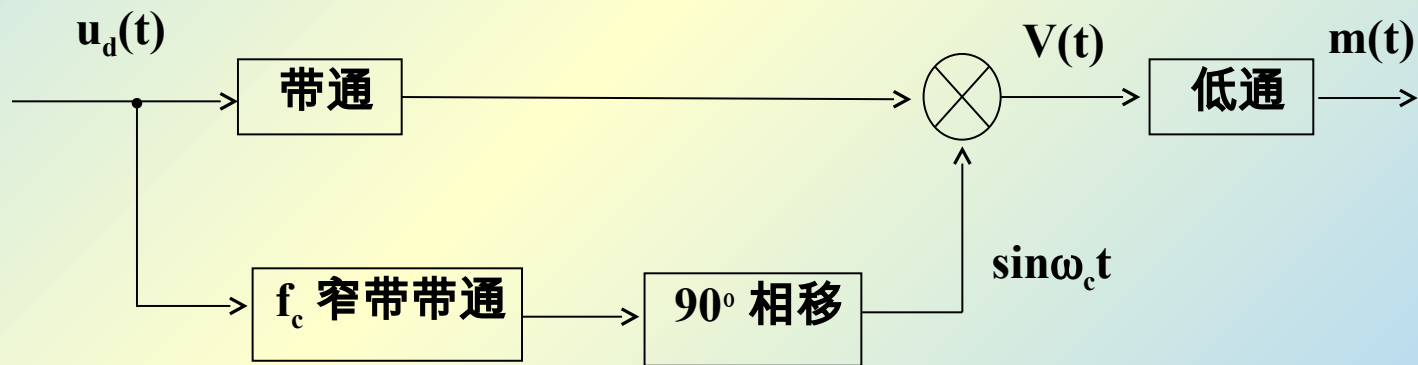
可在抑制载波双边带信号中插入导频，也可以在单边带信号中插入导频。当基带信号是模拟话音信号时，由于话音最低频率为 300Hz、故 DSB 信号频谱图中，在载频 f_c 附近无连续谱，有利于插入导频。当基带信号是数字信号时，必须进行相关编码变换再进行 DSB 调制（如 PSK）。



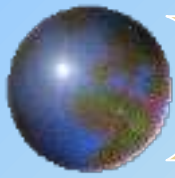
插入导频法



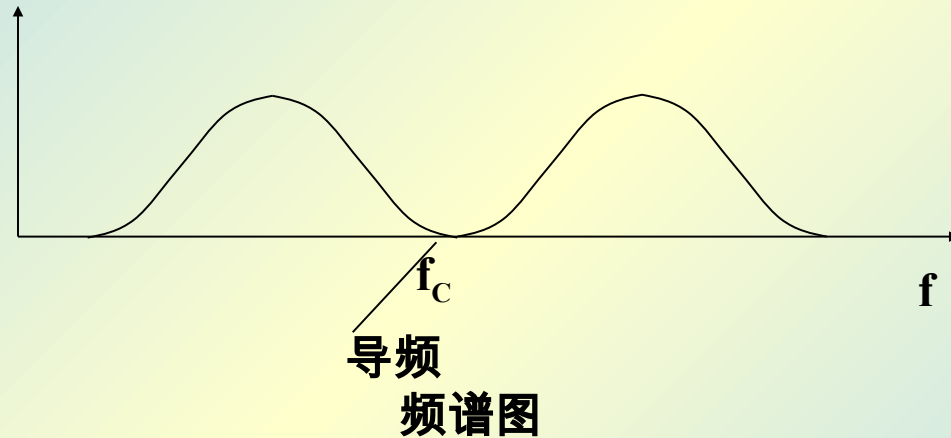
发方框图



收方框图



$$V(t) = u_0(t) \sin \omega_c t = \frac{1}{2} m(t) - \frac{1}{2} m(t) \cos 2\omega_c t - \frac{1}{2} \sin 2\omega_c t$$



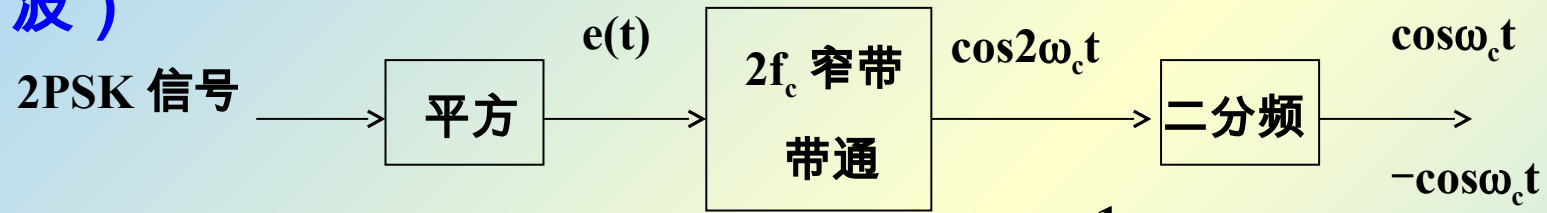
注意：

- (1) 插入正交导频的目的：收端相乘器的输出 $V(t)$ 中无直流。也可以插入同相导频，低通滤波器中加入隔直电容即可。
- (2) 插入导频信号的功率应比较小，否则就成为 AM 信号了。
- (3) VSB 信号一般在电视中采用，常用包络检波法解调。



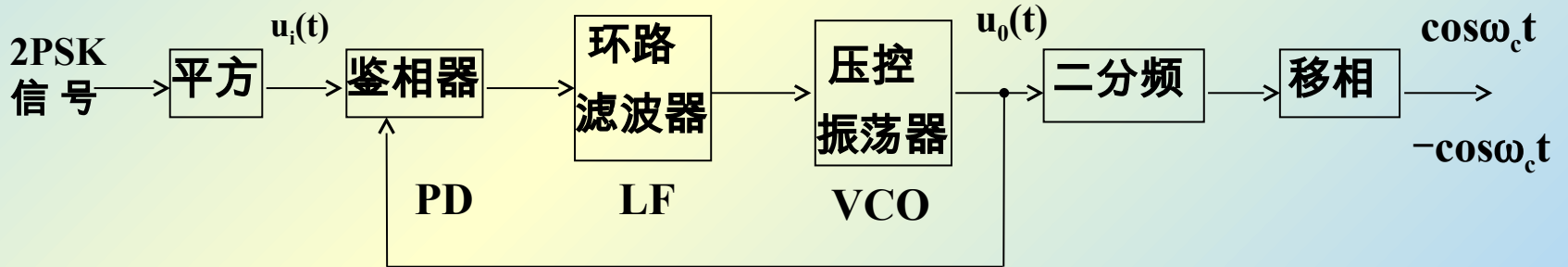
平方变换法和平方环法

2 直接法 (介绍如何从 2PSK 信号中直接提取相干载波)



$$e(t) = m^2(t) \cos^2 \omega_c t = \cos^2 \omega_c t = \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega_c t)$$

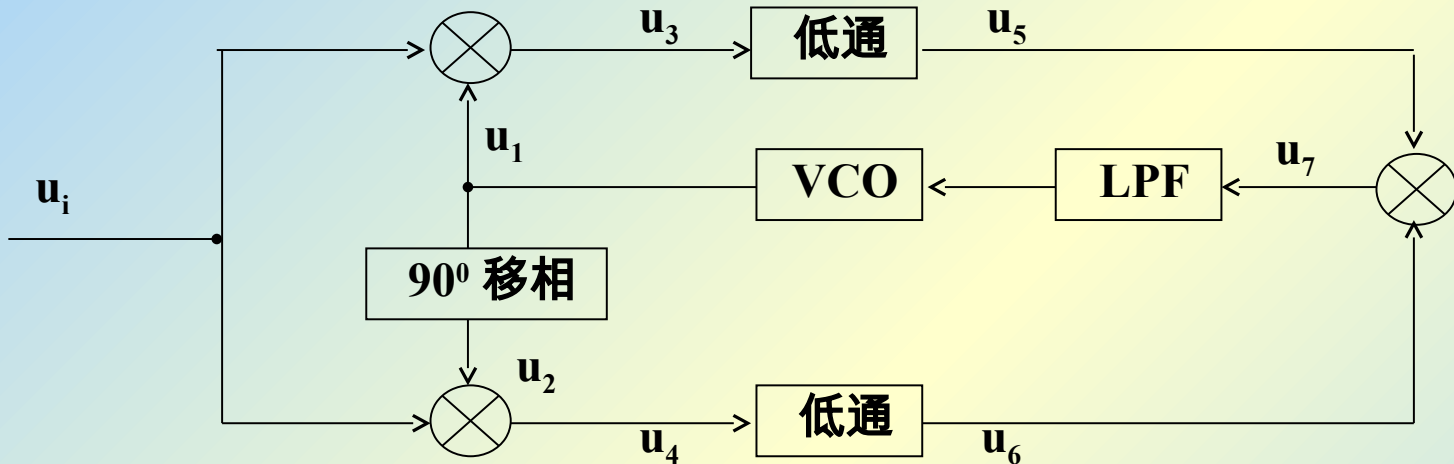
注意：二分频产生相模糊现象



一般采用模拟环， $u_0(t)$ 超前于 $u_i(t)$ 中的 $2f_c$ 成分 90° ，

二分频、移相后得到 $\cos\omega_c t$ 或 $-\cos\omega_c t$ 。

同相正交环法



$$u_i = m(t) \cos \omega_c t \quad u_1 = \cos(\omega_c t + \theta_e) \quad u_2 = \sin(\omega_c t + \theta_e)$$

$$u_3 = U_m m(t) [\cos \theta_e + \cos(2\omega_c t + \theta_e)]$$

$$u_4 = U_m m(t) [\sin \theta_e + \sin(2\omega_c t + \theta_e)]$$

$$u_5 = U_m m(t) \cos \theta_e \quad u_6 = U_m m(t) \sin \theta_e$$

$$\Rightarrow u_7 = U_d \sin 2\theta_e$$



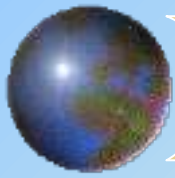
同相正交环法

上式中， U_m 、 U_d 为乘法器引起的信号幅度变化，当 VCO 的固有振荡频率与 2PSK 的载频非常接近且环路增益很高时，环路锁定后或 π $u_1(t) = \cos \omega_c t$ 或 $-\cos \omega_c t$ 。可见用同相正交环提取的载波也存在相位模糊现象。

环路锁定后， $u_5(t) = m(t)$ 或 $-m(t)$ 考虑到噪声等因素，应对 $u_5(t)$ 进行抽样判决以再生数字基带信号。

从 4PSK 信号中提取相干载波的方法与 2PSK 相似，可用四次方变换，四次方环及四相 Costas 环。

用 Costas 环提取相干载波时，环路的工作频率等于信号载频，用其它方法时电路工作频率等于信号载频的二倍或四倍。



二、载波同步系统的性能

高效率：为了获得载波信号而尽量少消耗发送功率；

高精度：提取的载波应是相位尽量精确的相干载波，即相位误差尽量小；

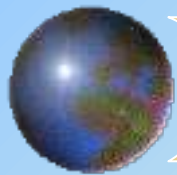
相位误差 = 稳态相差 + 随机相差。

1、稳态相差

用窄带滤波器提取载波时：

$$\Delta\varphi \approx 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

可见， Q 值越高，引起的稳态相差越大。



用锁相环提取载波时：

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{k_v}$$

可见， k_v 值足够大，引起的稳态相差足够小。

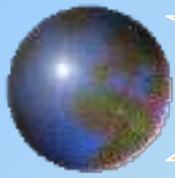
2、随机相差

$\therefore \bar{\theta}_n^2 = \frac{1}{2r}$ ， \therefore 可用信噪比 r 或 $\bar{\theta}_n^2$ 衡量随机相差大小。

对于窄带滤波器提取载波：

$$\bar{\theta}_n^2 = \frac{1}{2r} = \frac{\pi f_0 n_0 B_n}{4P_s Q}$$

\therefore 滤波器的 Q 值越高，随机相差越小。



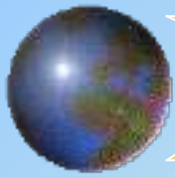
3、建立时间与保持时间

窄带滤波器的输出电压建立过程为：

$$u = U(1 - e^{-\frac{\omega_0}{2Q}t}) \cos(\omega_0 t)$$

当 $t = t_s$ ，即输出电压 $u(t_s)$ 的包络达到 kU 时，同步建立。

$$\Rightarrow t_s = \frac{2Q}{\omega_0} \ln \frac{1}{1-k}$$



窄带滤波器的输出信号保持过程为：

$$u = Ue^{-\frac{\omega_0}{2Q}t} \cos(\omega_0 t)$$

当 $t = t_c$ ，即输出电压 $u(t_s)$ 的包络达到 kU 时，同步失去。

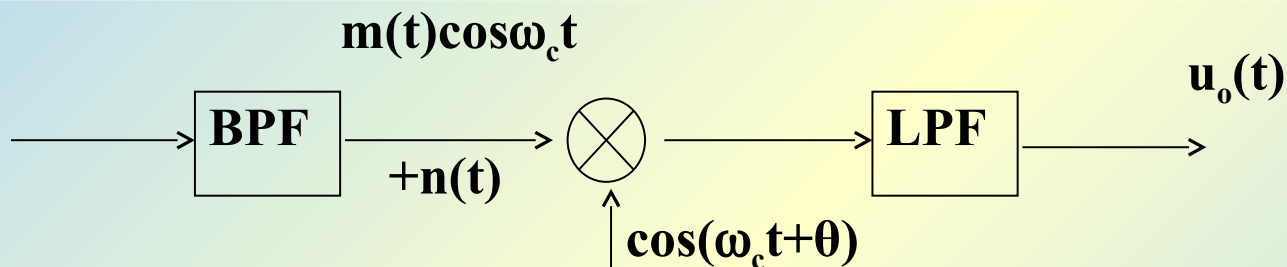
$$\Rightarrow t_c = \frac{2Q}{\omega_0} \ln \frac{1}{k}$$

结论：建立时间短和保持时间长是矛盾的，若 Q 值高，保持时间长，但建立时间也长；反之，若 Q 值低，建立时间短，但保持时间也短。



三、载波相位误差对解调性能的影响

模拟通信



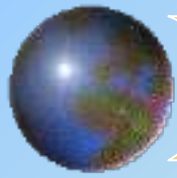
$$n(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$$

$$u_o(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos \theta + \frac{1}{2} n_c(t) \cos \theta + \frac{1}{2} n_s(t) \sin \theta$$

输出信号功率 $s_o = \frac{1}{4} m^2(t) \cos^2 \theta$

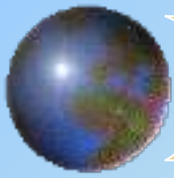
输出噪声功率 $N_0 = \frac{1}{4} \overline{n_c^2(t)} \cos^2 \theta + \frac{1}{4} \overline{n_s^2(t)} \sin^2 \theta = \frac{1}{4} \overline{n^2(t)}$

$$\Rightarrow P_{e_\theta} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E/n_0} \cos(\theta))$$



三、载波相位误差对解调性能的影响

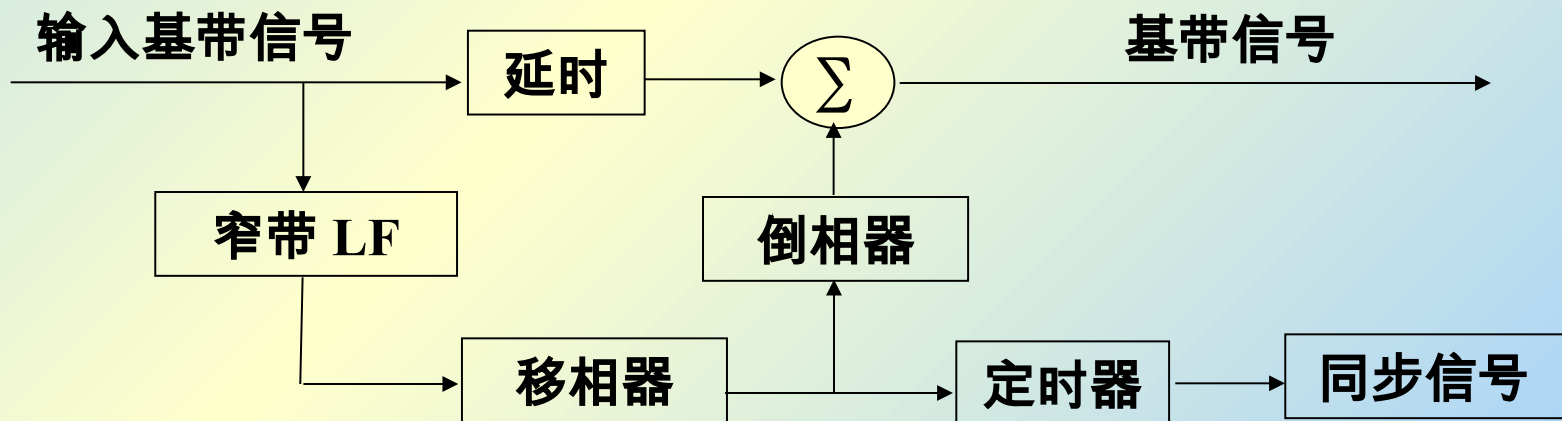
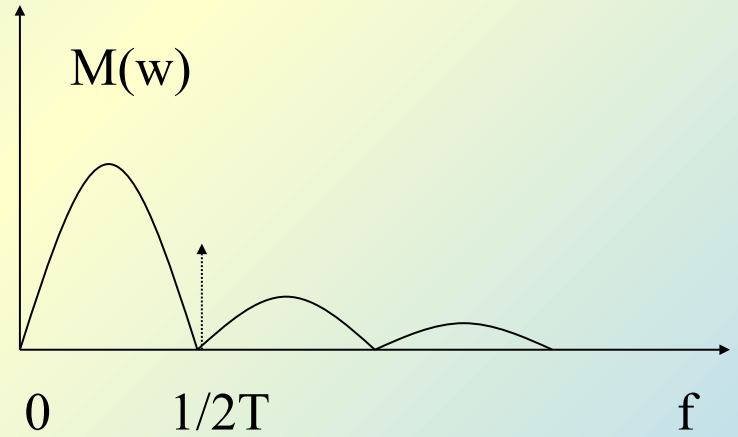
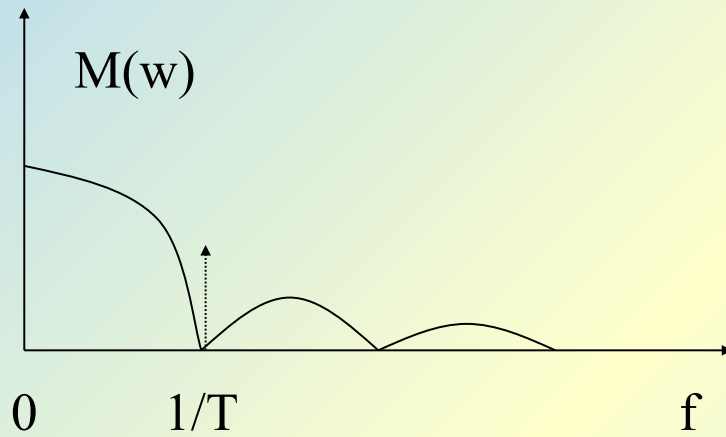
- ❖ 可见，相位误差对双边带信号解调性能的影响只是引起信噪比下降，然而，对残留边带信号和单边带信号来说，相位误差不仅引起信噪比的下降，而且还引起信号的畸变。

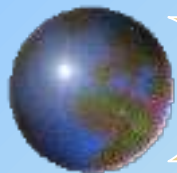


11.3 位同步

位同步方法 分为插入导频法（外同步法）和直接法（自同步）

1. 插入导频法

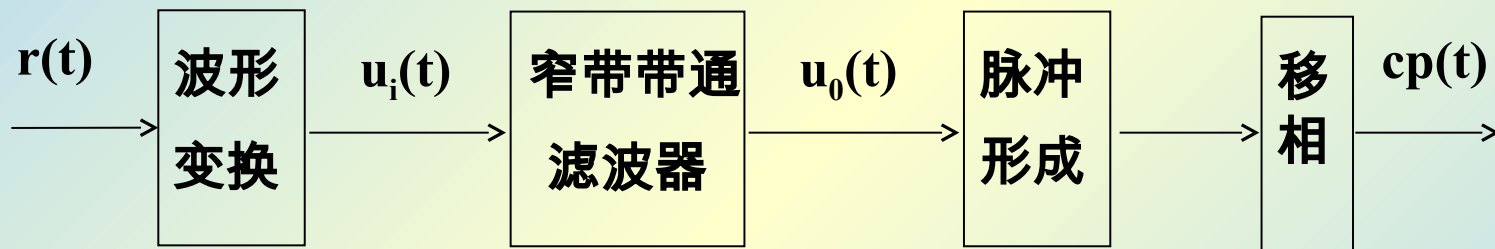




11.3 位同步

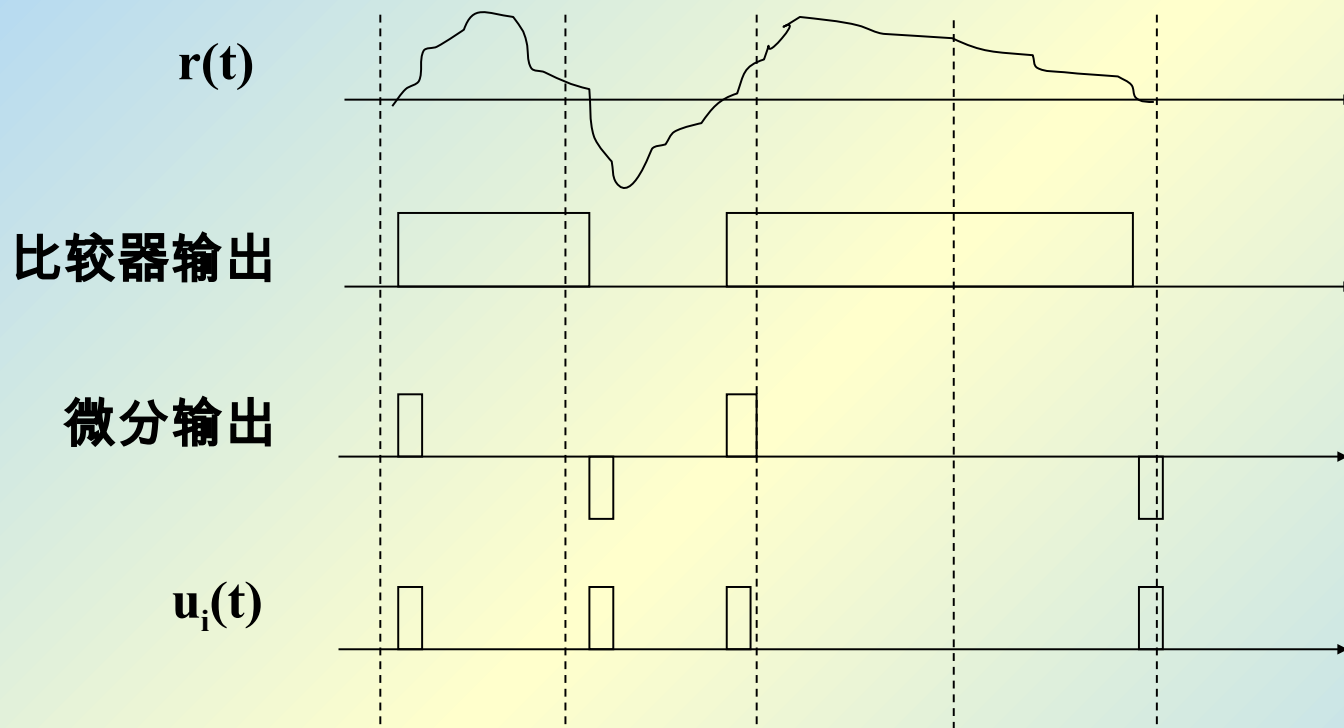
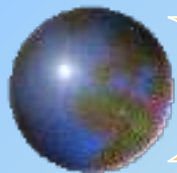
2、直接法

(1). 滤波法

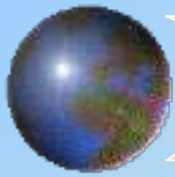


波形变换输出信号中必须含有频率等于码速率的离散谱。

若信道中传输的是 BNRZ 码或 2DPSK 信号，则波形变换单元可由比较、微分、整流等三部分构成，波形示意图如下



若无码间串扰且无噪声，则 $u_i(t)$ 脉冲的上升沿都应与各码元的开始时间对齐，它的频谱中包含有位同步信号重复频率的离散谱成分，滤波、脉冲形成及移相后可得到理想的位同步信号。

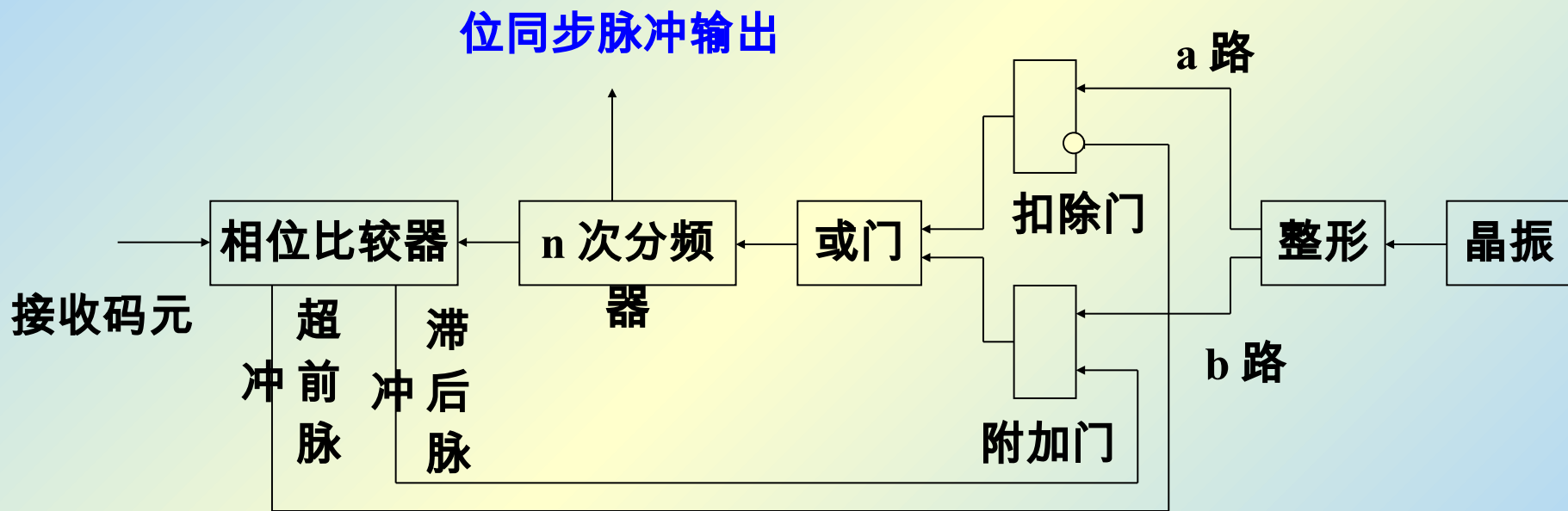


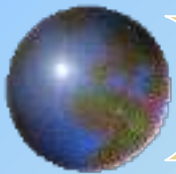
码间串扰和噪声使位同步器输出的位同步信号在一定范围内抖动。

信息码中的连“1”或连“0”码也会造成位同步信号相位抖动。连“1”或连“0”个数越多，滤波输出信号 $u_0(t)$ 的周期和幅度变化越大，位同步输出信号的相位抖动也越大。因此在基带传输系统中常采用 HDB₃ 码，在数字调制传输中常将信号源输出的数字基带信号位进行扰码处理以减少连“1”和连“0”的个数。

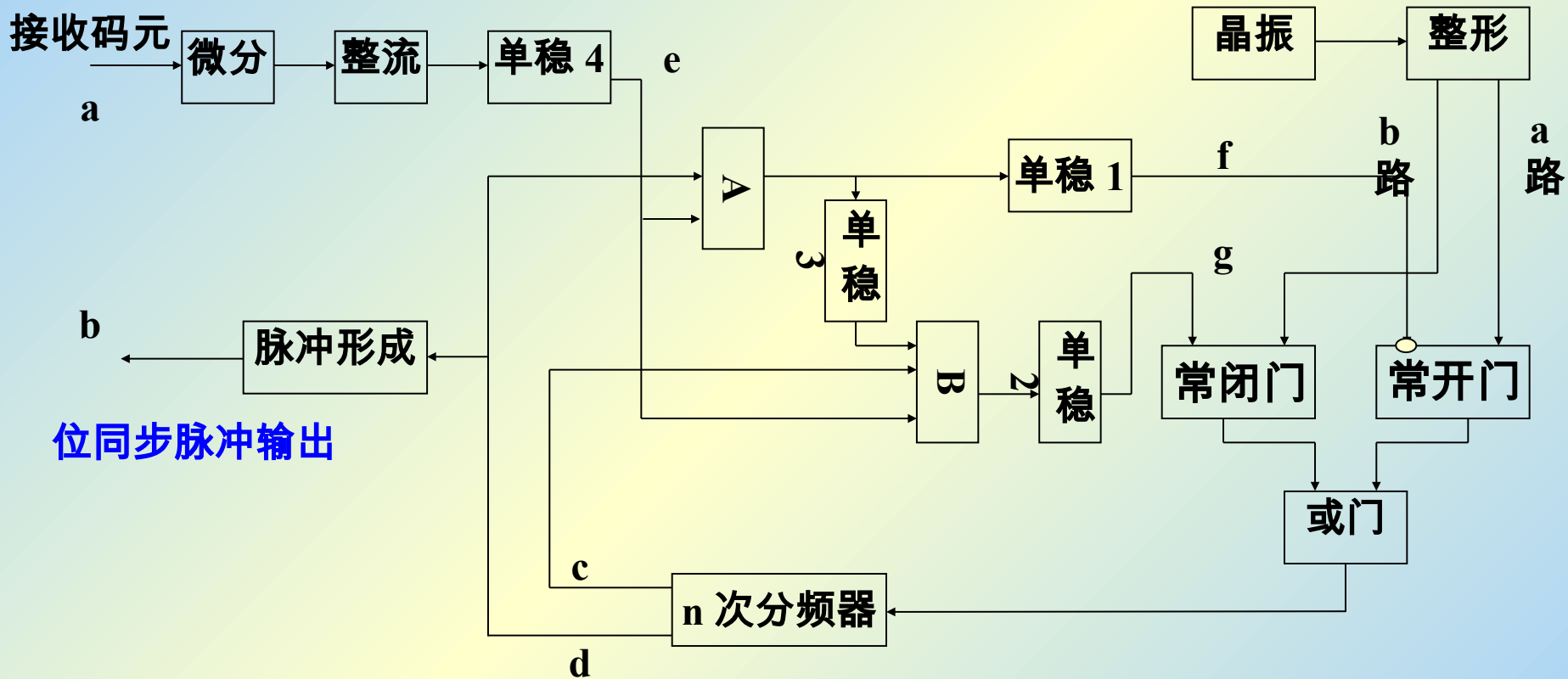


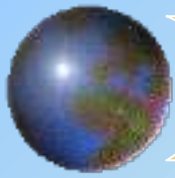
(2). 锁相环法





微分整流型数字锁相环





位同步系统的性能及其相位误差对性能的影响

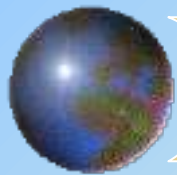
一、数字锁相法的同步性能

1、相位误差：
$$\theta_e = \frac{360^\circ}{n}$$

2、同步建立时间：
$$N = \frac{T/2}{T/n} = \frac{n}{2} \quad \Rightarrow t_s = 2T \cdot N = nT$$

3、同步保持时间：
$$\frac{T_0/k}{t_c} = \frac{\Delta F}{F_0} \quad \Rightarrow t_c = \frac{1}{\Delta F \cdot k}$$

4、同步带宽：
$$\Delta f_s = F_0 / 2n$$



二、位同步相位误差对性能的影响

$$\theta_e \rightarrow T_e = \frac{T}{n} \quad E' = (1 - 2T_e / T)E$$

同步误差使误码率增大，因同步信号偏离了被采样信号的最大值对应的时间。如 2PSK 最佳接收机的误码率为：

$$\Rightarrow P_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{E / n_0}) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{E\left(1 - \frac{2T_e}{T}\right) / n_0}\right]$$



11.4 帧（群）同步

一、帧同步码插入方式及码型

1 . 集中插入（连贯插入）

在一帧开始的 n 位集中插入 n 比特帧同步码，PDH 中的 A 律 PCM 基群、二次群、三次、四次群， μ 律 PCM 二次群、三次群、四次群以及 SDH 中各个等级的同步传输模块都采用集中插入式。

2 . 分散插入式（间隔插入式）

n 比特帧同步码分散地插入到 n 帧内，每帧插入 1 比特， μ 律 PCM 基群及 ΔM 系统采用分散插入式。分散插入式无国际标准，集中插入式有国际标准。帧同步码出现的周期为帧周期的整数倍，即在每 N 帧（ $N \geq 1$ ）的相同位置插入帧同步码。

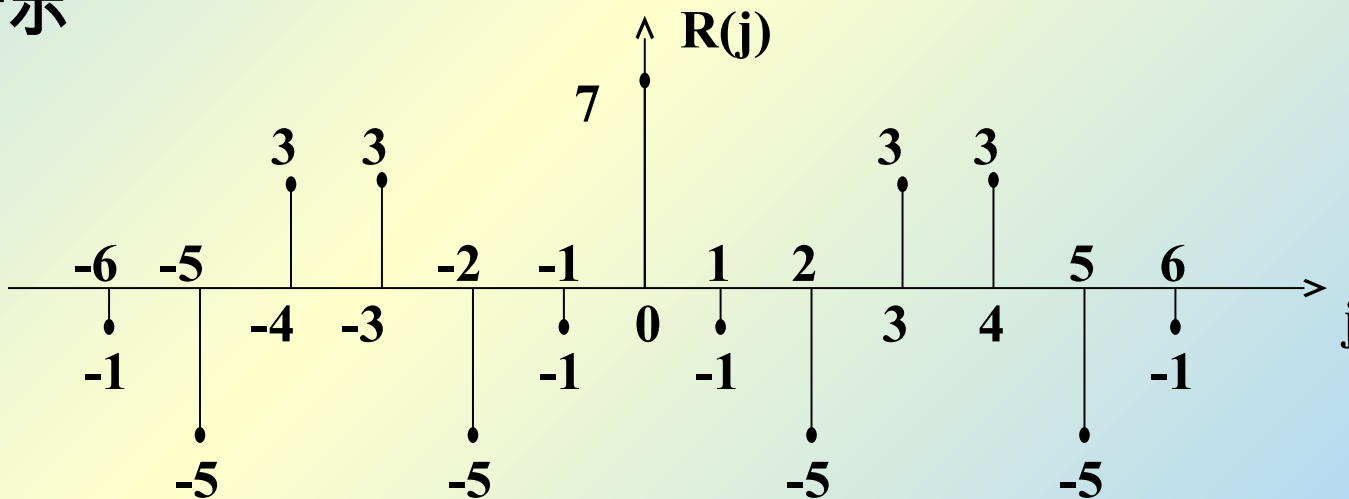


3. 帧同步码型选择原则

(1) 假同步概率小

(2) 有尖锐的自相关特性，以减小漏同步概率

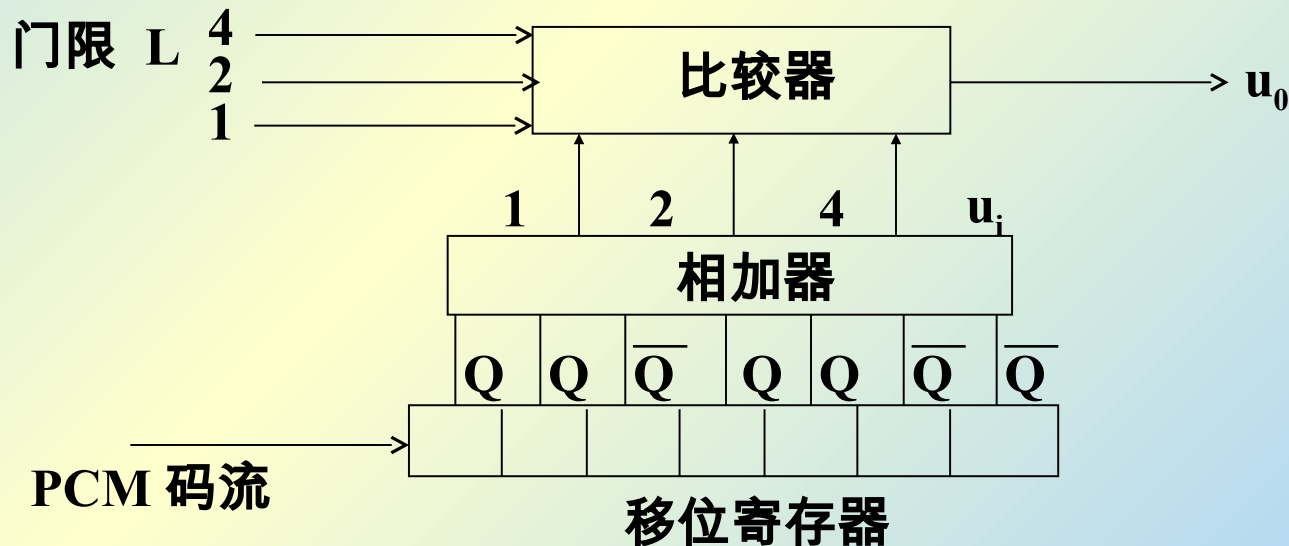
如 A 律 PCM 基群的帧同步码为 0011011 ，设“ 1 ”对应正电平 1 ，“ 0 ”码对应负电平 -1 ，则此帧同步码的自相关特性如下图所示





二、帧同步码识别

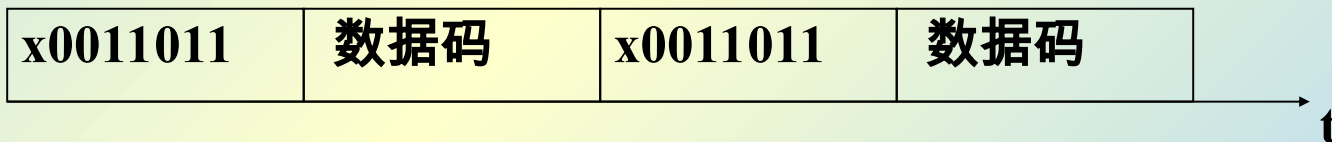
集中插入帧同步码的识别方法：设帧同步码为 0011011，当帧同步码全部进入移位寄存器时它的 7 个输出端全为高电平，相加器 3 个输出端全为高电平，表示 $u_i=1+2+4=7$ 。门限 L 由 3 个输入电平决定，它们的权值分别为 1，2，4。





比较器的功能为 $u_o = \begin{cases} 1, & u_i \geq L \\ 0, & u_i < L \end{cases}$ ，波形如下：

PCM 码流



u_o





三、识别器性能

设误码率为 P_e ， n 帧码位， $L=n-m$ ，（即允许帧同步码错 m 位），求漏识别概率 P_1 和假识别概率 P_2 以及同步识别时间 t_s 。

1. 漏识别概率

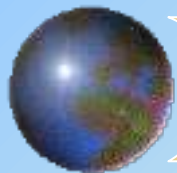
$$P_1 = 1 - \sum_{\gamma=0}^m C_n^{\gamma} P_e^{\gamma} (1 - P_e)^{n-\gamma} \quad \text{若 } m = 0, \text{ 则 } P_1 \approx nP_e$$

结论：门限 L 越低， P_e 越小，则漏识别概率越小。

2. 假识别概率

$$P_2 = 2^{-n} \sum_{\gamma=0}^m C_n^{\gamma} \quad m = 0 \text{ 时 } P_2 = 2^{-n}$$

结论：门限越高，帧码位数越多，则假识别概率越小。



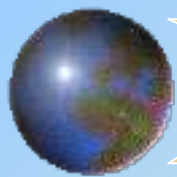
3 . 同步识别时间 t_s

当 $P_1 \neq 0$, $P_2 \neq 0$ 时 , $t_s = (1 + P_1 + P_2)NT_s$

分散插入帧同步码的同步识别时间为

$$t_s = N^2 T_s$$

结论：集中插入式同步识别时间远小于分散插入式的同步识别时间。



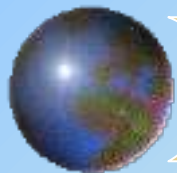
四、同步保护

1 . 后方保护：当帧同步系统处于捕捉态时，连续 α 个同步帧时间内识别器有输出时，同步系统进入同步状态，输出帧同步信号。此措施可减小假同步概率。也可以在采取此措施的同时提高门限电平以进一步减小假同步概率。

2 . 前方保护：当帧同步系统处于同步态时，连续 β 个同步帧时间内识别器检测不到帧同步码，则系统回到捕捉态。此措施可以减小漏同步（假失步）概率。也可以在采取此措施的同时降低限电平，以进一步减小漏同步概率。

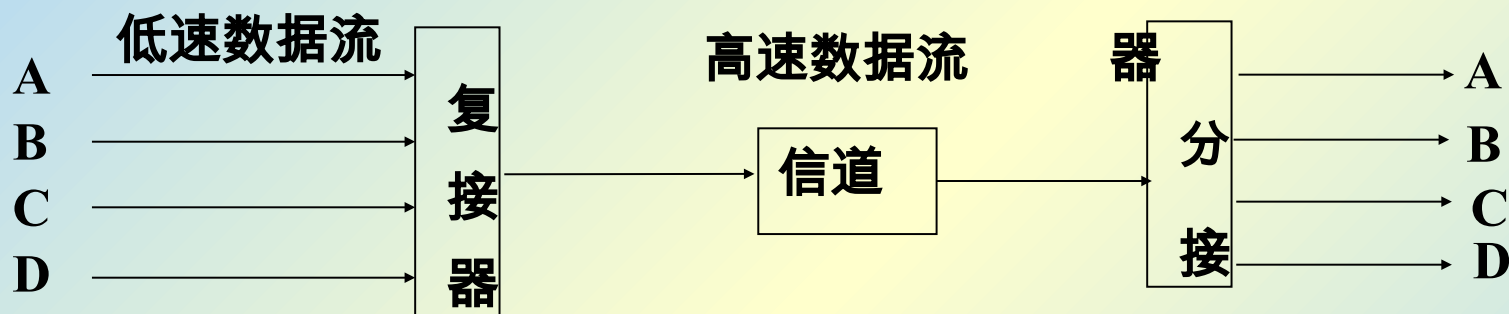
3 . 同步性能：设门限等于帧码码元数 n ，同步帧长为 N 比特，同步周期为 T_F 秒，则

$$\text{同步建立时间} : t_p = \left[1 + \frac{(1 + \alpha)N}{2^{n+1}} + \frac{(1 + \alpha)nP_e}{2} \right] \cdot \alpha T_F$$



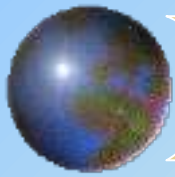
11.5 网同步

一、必要性



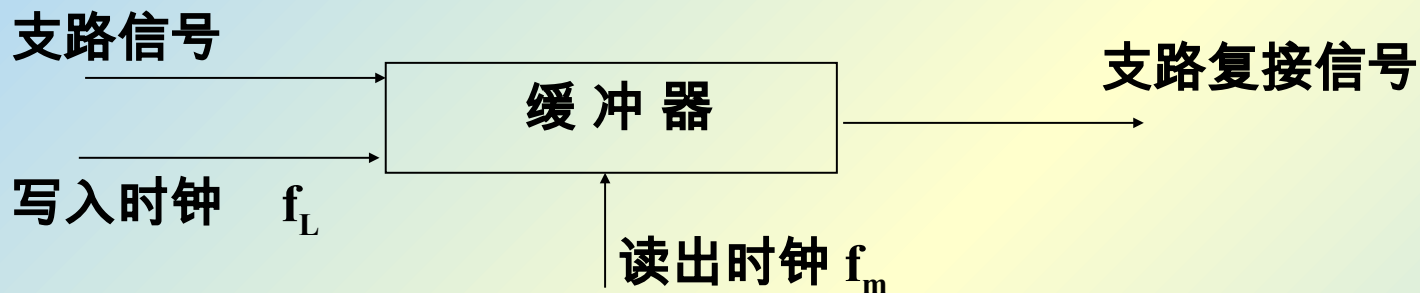
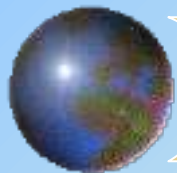
同步复接：各低速率支路的数据的速率完全相等，则通信网需对各支路用户提供同步时钟即建立一个同步网。

准同步复接：各支路数据速率的标称值相等但实际值存在一定误差，复接时对各支路数据速率进行调整或其它处理。码速调整及其它处理方法也属于网同步技术范畴。



二、网同步方法简介

- 1. 主从同步法：**通信网中某一站（主站）设置一个高稳定的主时钟，其它各站（从站）的时钟频率和相位同步于主时钟的频率和相位。
- 2. 相互同步法：**网内各站设有独立时钟，它们的固有频率存在一定偏差，各站所使用的时钟频率锁定在网内各站固有频率的平均值上（此平均值将称为网频）。
- 3. 码速调整法：**有正码速调整、负码速调整、正负码速调整和正 / 零 / 负码速调整四大类。在 PDH 系列中最常用的是正码速调整。



支路信号码速率为 f_L ，读出时钟频率 $f_m > f_L$ 。对缓冲器进行慢写快读，当两个时钟相位误差小于某一值时，将读出时钟扣除一个脉冲，停读一次，在这个被扣除的时钟脉冲对应的码元内不传输信息。支路复接信号的码速率等于 f_m 。

4 . 水库法：各站的时钟稳定度都很高，缓冲器容量足够大，虽然写入脉冲和读出脉冲频率不相等，但缓冲器在很长时间内不发生“取空”或“溢出”现象，无需进行码速调整。

谢谢各位同学的支持与合作！
祝大家学有所成！

