

The background of the slide features a light blue sky with soft, white clouds on the right side, transitioning into a dark blue ocean with gentle ripples at the bottom. A faint, light blue silhouette of a world map is centered in the upper half of the image. The title text is positioned in the center, overlapping the map and sky.

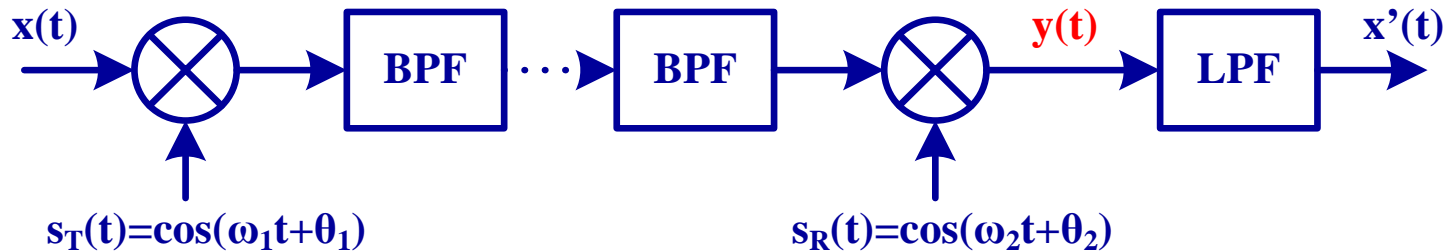
第6章 同步技术

本章内容

- ❖ 概述
- ❖ 载波同步
- ❖ 载波同步系统的性能
- ❖ 位同步（码元同步）
- ❖ 位同步系统的性能
- ❖ 群同步（帧同步）

6.1 概述

- ❖ 同步问题是进行数字通信的前提和基础，同步性能的好坏直接影响着通信系统的性能。
- ❖ 按照同步的功能可分为四种同步方式：
 - **载波同步**：当采用相干解调时，在接收端需要恢复出一个与发射端调制载波同频同相的相干载波，这个载波的获取就为载波同步。



接收端解调输出 $y(t) = x(t)\cos(\omega_1 t + \theta_1)\cos(\omega_2 t + \theta_2) = 0.5x(t)\{\cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] + \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\theta_1 + \theta_2)]\}$ ，经过LPF，得 $x'(t) = 0.5x(t)\cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)]$ 。当 $\omega_1 = \omega_2$ ， $\theta_1 = \theta_2$ 时，可恢复出 $x(t)$ ；如果 $\omega_1 \neq \omega_2$ ， $\theta_1 \neq \theta_2$ 时，就会引起波形失真。

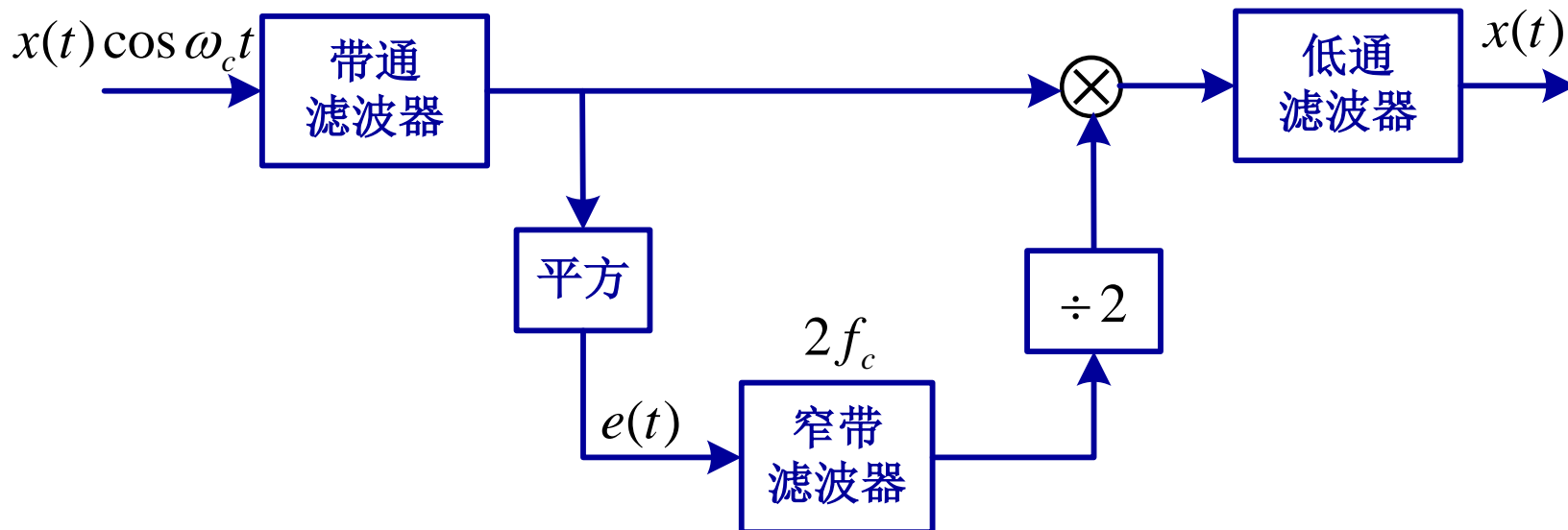
- **位同步**：消息由一系列码元组成，这些码元具有相同的持续时间（ T_s ），接收端接收该码元序列时，需知道每个码元的起止时刻，以便判别。即对信号进行抽样判决时，码元定时脉冲序列的重复频率应与发送端的码元速率相同，抽样判决时刻对准每个码元最大值的位置（最佳抽样判决位置），这个过程就是位同步或码元同步。
- **群同步（帧同步）**：数字信息在传输前，总是由若干码元组成一个帧进行发送，接收时，必须知道这些帧的起止时刻。在接收端产生与帧起止时刻相一致的定时脉冲序列，称为帧同步。
- **网同步**：让整个数字通信网有一个统一的时间节拍标准，保证通信网中各用户之间可靠地进行数据交换。
- ❖ 按不同的传输方式，分：
 - **外同步法**：发送端发送特定的同步信息以便接收端进行检测、同步的方法称为外同步法。
 - **自同步法**：发送端不发送特定的同步信息，而是从接收信号中提取同步信息。

6.2 载波同步

- ❖ 若已调信号本身含有足够的载频分量，就可直接用窄带filter滤出，如无法从已调信号中直接分离出载波信息，就用外同步方法来实现。因此载波同步的方法通常有直接法（自同步法）和插入导频法（外同步法）两种。
- ❖ 直接法又可分为非线性变换—滤波法和特殊锁相环法。
- ❖ 插入导频法也可分为两种：频域插入，即在发送信息的频谱中或频带外插入相关的导频；时域插入，即在一定的时段上传送载波信息。

6.2.1 直接法

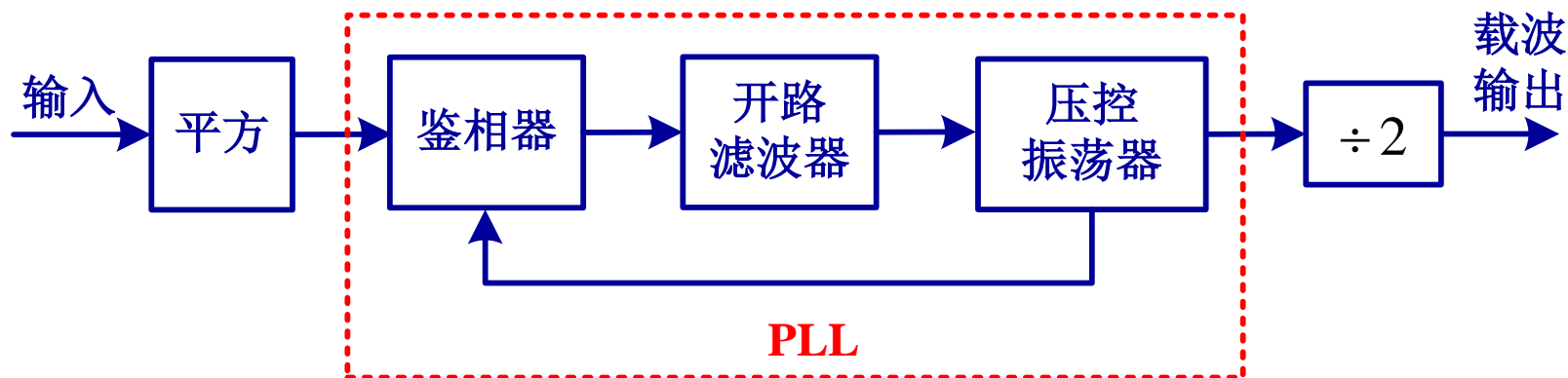
- ❖ 平方变换法：有些信号（如DSB信号）虽不含载波分量，但通过非线性变换，可提取出载波分量。



$$e(t) = (x(t) \cos \omega_c t)^2 = 0.5x^2(t) + 0.5x^2(t) \cos 2\omega_c t$$

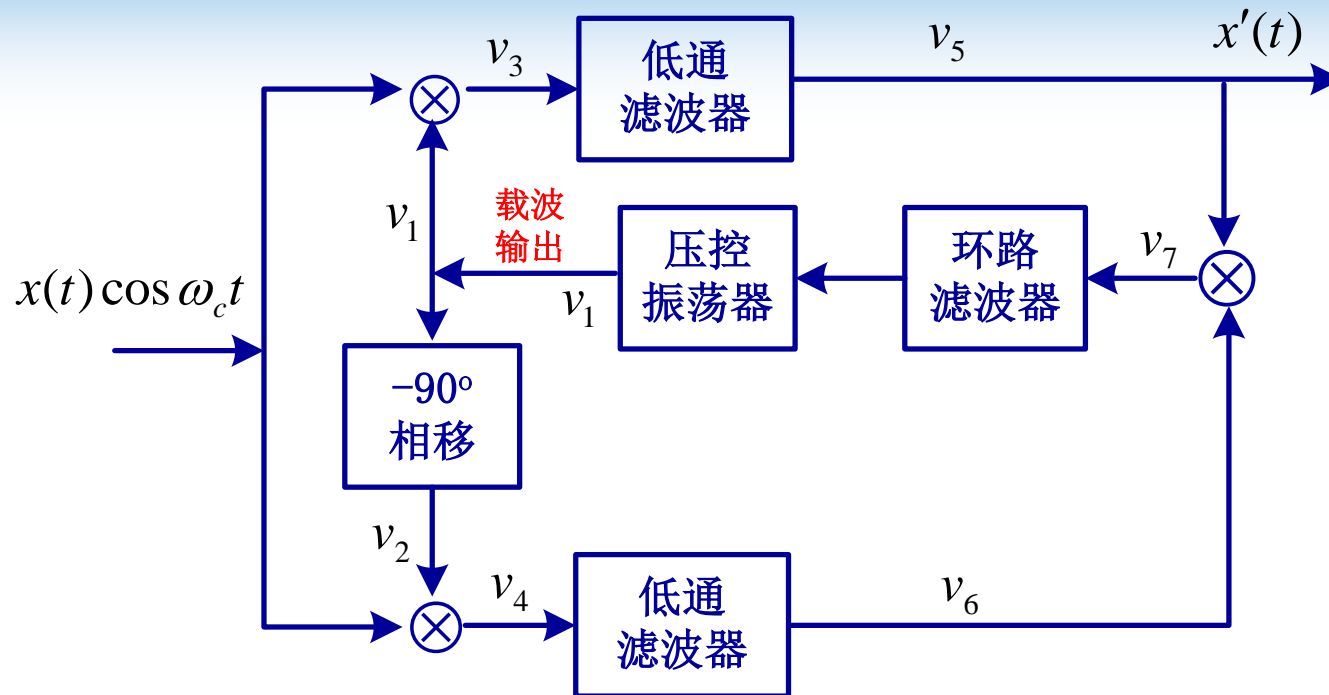
例如：BPSK信号， $x(t)=\pm 1$ ， $e(t)=0.5+0.5\cos 2\omega_c t$ ，用中心频率为 $2f_c$ 的窄带滤波器即可得到频率信息。

- ❖ 平方环法：为了改善平方变换的性能，可在平方变换法的基础上，把窄带滤波器改成锁相环（PLL），就为平方环法。由于PLL具有良好的跟踪、窄带滤波和记忆性能，因此平方环法相比平方变换法性能更好。



存在的问题：得到 $\cos 2\omega_c t$ 后，经过二分频后得到的可能是 $\cos \omega_c t$ ，也可能是 $\cos(\omega_c t + \pi)$ ，即相位模糊问题。

❖ Costas环（同相—正交环法）



输入信号为 $x(t)\cos\omega_c t$ ，VCO输出为 $v_1 = \cos(\omega_c t + \theta)$ ， θ 为PLL的剩余相位误差， v_1 经过 -90° 相移后为 $v_2 = \cos(\omega_c t + \theta - 90^\circ) = \sin(\omega_c t + \theta)$ 。与信号相乘后为：

$$v_3 = 0.5x(t)[\cos\theta + \cos(2\omega_c t + \theta)]$$

$$v_4 = 0.5x(t)[\sin\theta + \sin(2\omega_c t + \theta)]$$

经过低通滤波器后，得：

$$v_5 = \frac{1}{2} x(t) \cos \theta \qquad v_6 = \frac{1}{2} x(t) \sin \theta$$

经过乘法器后，

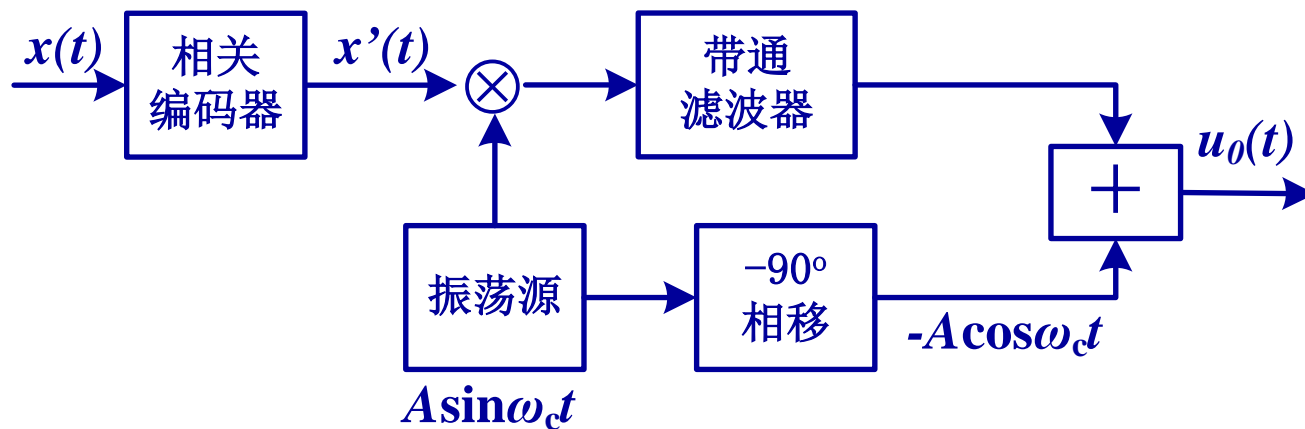
$$v_7 = \frac{1}{8} x^2(t) \sin 2\theta \approx \frac{1}{8} x^2(t) \cdot 2\theta = \frac{1}{4} x^2(t) \cdot \theta$$

这个电压经过环路滤波器后控制VCO使它与 ω_c 同频，相位只差一个很小的 θ 。此时， $v_1 = \cos(\omega_c t + \theta)$ 就是需要提取的同步载波，而 $v_5 = 0.5x(t)\cos\theta \approx 0.5x(t)$ 就是解调器的输出。

- ❖ **注意：**当 $v_1 = \cos(\omega_c t + \theta + 180^\circ)$ 时，经计算会得到相同的 v_7 值，因此 v_1 的相位也是不确定的。

6.2.2 插入导频法（外同步法）

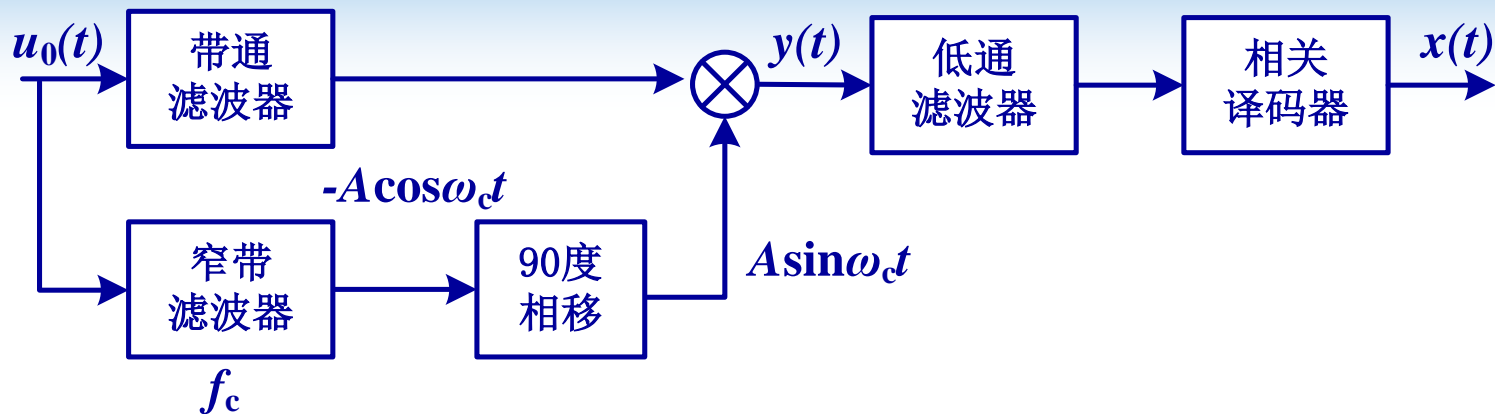
- ❖ 导频的位置和信号的具体形式有关，总的原则：在插入导频的位置已调信号的频谱分量为零，且附近的频谱分量也很小，这样便于插入的导频在解调时易于滤出。



$$u_0(t) = Ax'(t)\sin\omega_c t - A\cos\omega_c t$$

- ❖ 相关编码的作用是频谱变换，使得在 f_c 附近频谱函数很小，且没有离散谱。-90°相移的作用：插入的导频并不是加于调制器的载波，而是将该载波进行移相后的正交载波，这样做是消除输出信号中的直流分量。

❖ 接收机结构如下图所示：



$$y(t) = [Ax'(t)\sin\omega_c t - A\cos\omega_c t] \cdot A\sin\omega_c t = A^2x'(t)\sin^2\omega_c t - A^2\sin\omega_c t \cdot \cos\omega_c t$$

$$= 0.5A^2x'(t) \cdot (1 - \cos 2\omega_c t) - 0.5A^2\sin 2\omega_c t$$

经过低通滤波后，就可得到 $0.5A^2x'(t)$ ，再经过相关译码，恢复出 $x(t)$ 。

载波相位误差对不同信号的解调所带来的影响是不同的，对于双边带调制信号，解调性能的影响只是引起SNR的下降，如BPSK，设相位误差为 φ ，则SNR下降 $\cos^2\varphi$ 倍，此时的误码率变为：

$$P_{e\varphi} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \cos\varphi\right)$$

而对于单边带信号和残留边带信号，载波相位误差不仅引起SNR的下降，而且还引起信号的畸变。

两种载波同步方法的比较

❖ 直接法的优缺点

- 不占用导频功率，因此信噪比较大；
- 可以防止插入导频法中导频和信号间由于滤波不好而引起的相互干扰，也可以防止信道不理想引起的导频相位的误差；
- 有的调制系统不能用直接法（如**SSB**系统）。

❖ 插入导频法的优缺点

- 有单独的导频信号，一方面可以提取同步载波，另一方面可以利用它作为自动增益控制（**AGC**）；
- 有些不能用直接法提取同步载波的调制系统只能用插入导频法；
- 插入导频法要多消耗一部分不带信息的功率，信噪比较小。

6.2.3 载波同步的性能指标

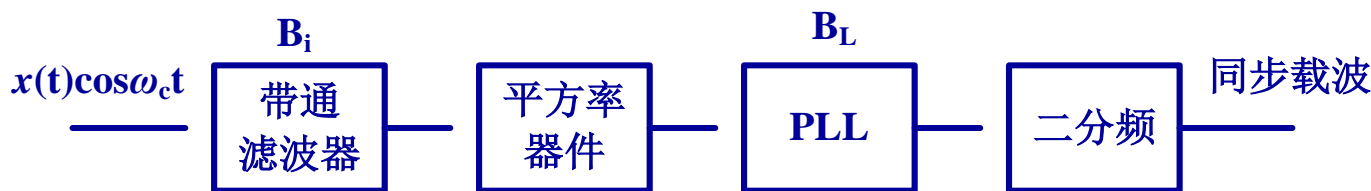
❖ 载波同步系统的主要性能指标有4个：

- **效率**：为获得同步，载波信号应尽量少消耗发送功率，在这方面直接法由于不需要专门发送导频，因此是高效率的，而插入导频法由于插入导频要消耗一部分发送功率，因此效率要低一些。
- **精度**：指提取的同步载波与需要的载波标准比较，应该有尽量小的相位误差 $\Delta\varphi$ ， $\Delta\varphi$ 又分为稳态相位误差 $\Delta\varphi_0$ 和随机相位误差 σ_φ 。
- **同步建立时间 t_s** ：越短越好，这样同步建立得快。用PLL提取载波时，就是PLL的捕捉时间。
- **同步保持时间 t_c** ：越长越好，这样一旦建立同步后，可保持较长时间。用PLL提取载波时，为PLL的同步保持时间。

❖ **稳态相位误差 $\Delta\phi_0$** ：对于用锁相环提取同步载波的方法，经分析可得 $\Delta\phi_0 = \Delta\omega / K_v$ ，其中 $\Delta\omega$ 是锁相环中VCO角频率和输入载波信号角频率之差， $K_v = F(0)K_dK_0$ 是环路的直流增益， $F(0)$ 是环路滤波器对 $\omega=0$ 的传递函数， K_d 为鉴相器的增益系数， K_0 为VCO的增益系数。为了减小 $\Delta\phi_0$ ，应减小 $\Delta\omega$ ，增大 K_v 。

❖ **随机相位误差 σ_ϕ** ：对于用平方环法提取同步载波的相位抖动，经分析可得

$$\sigma_\phi = \sqrt{\frac{2 \left[\overline{x^2(t)N_0} + N_0^2 B_i \right]}{\left[\overline{x^2(t)} \right]^2} B_L}$$



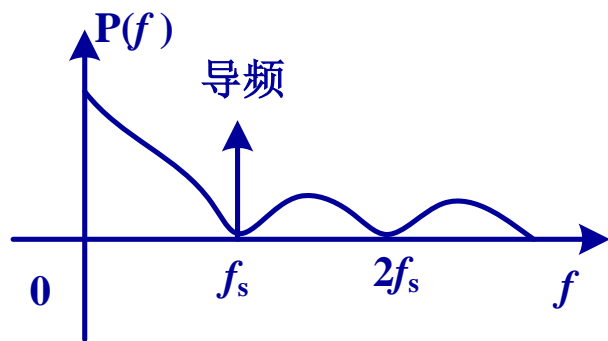
其中 B_i 为带通滤波器的带宽，由信号带宽确定，为使信号顺利通过， B_i 一般较大； B_L 为环路带宽，与PLL中采用的滤波器有关，如有源滤波器、无源滤波器等。

6.3 位同步

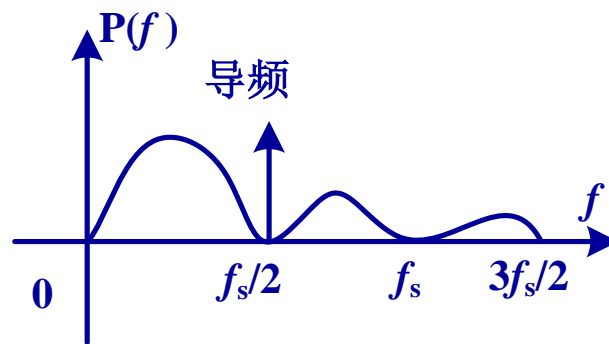
- ❖ 在模拟通信中，没有位同步的问题，只有载波同步的问题，但在数字通信中，一般都有位同步的问题。
- ❖ 对位同步信号的要求有两点：一是使接收端的位同步脉冲频率和发送端的码元速率相同；二是使接收端在最佳接收时刻对接收码元进行抽样判决，一般接收时可在码元的中间位置抽样判决，而在最佳接收时在码元的终止时刻进行抽样判决。
- ❖ 与载波同步类似，也可分为插入导频法和直接法。

6.3.1 插入位定时导频法（外同步法）

- ❖ 在无线通信中，数字基带信号一般都采用不归零的矩形脉冲，并以此对高频载波作各种调制。解调后得到的也是不归零的矩形脉冲，码元速率为 R_s (数值上等于 f_s)，码元宽度为 T_s 。这种信号的功率谱在 f_s 处为零，例如双极性码的功率谱密度如下图（a）所示，此时可以在 f_s 处插入位定时导频。



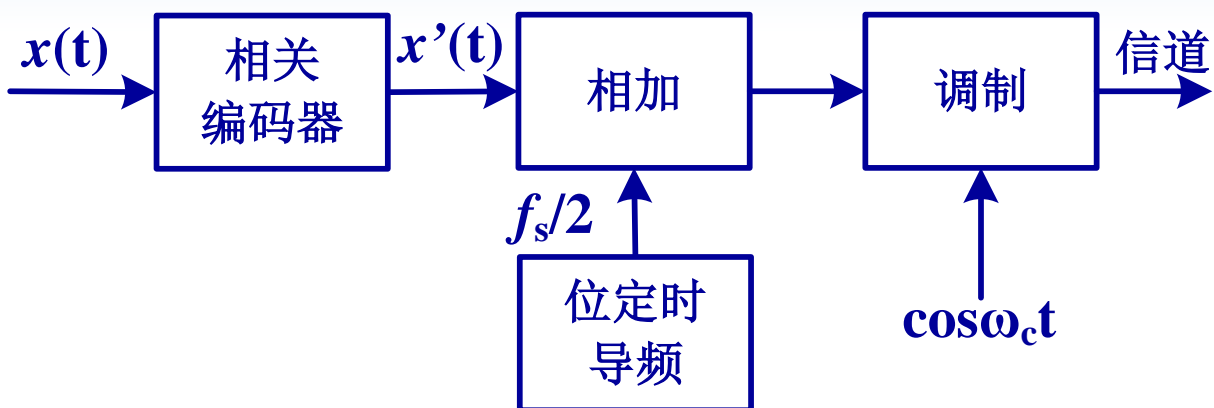
(a)



(b)

- ❖ 如果将基带信号进行相关编码，经相关编码后的功率谱密度如图（b）所示，此时可以在 $f_s/2$ 处插入位定时导频，接收端取出 $f_s/2$ 以后，经过二倍频得到 f_s 。

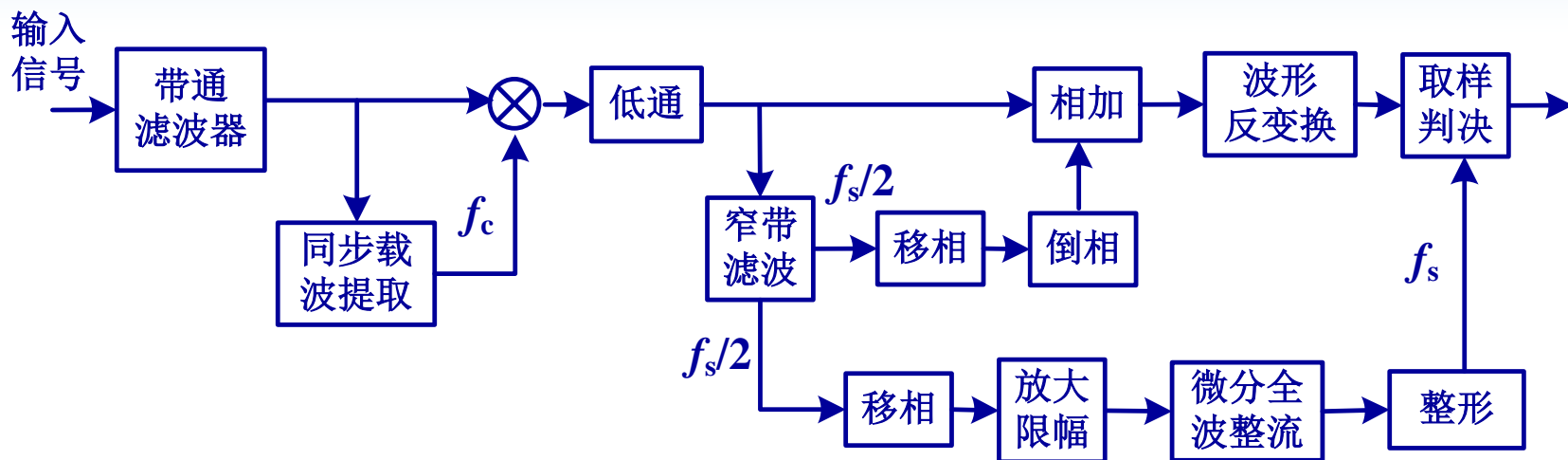
- ❖ 发送端插入位定时导频的框图如下



(a) 发送端

- ❖ 在发送端要注意插入导频的相位，使导频相位对于数字信号在时间上有如下关系：当信号为正、负最大值（即抽样判决时刻）时，导频正好为零点，这样避免了导频对信号取样判决的影响。但即使在发端做了这样的安排，接收端仍要考虑抑制导频的问题，这是因为对信道的均衡不一定完善，即所有频率的时延不一定相等，因而信号和导频在发送端具有的时间关系会受到破坏。

❖ 接收端提取定时导频的方框图如下



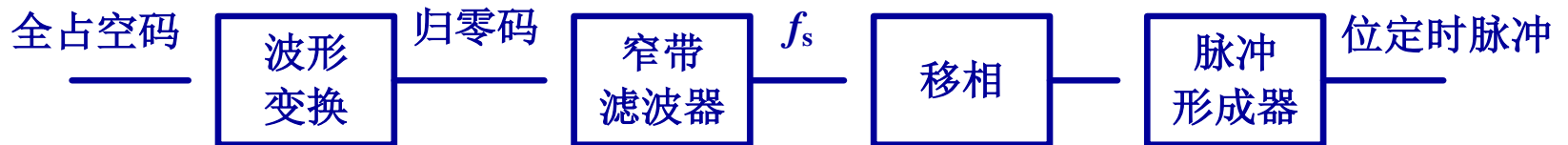
(b) 接收端

- ❖ 窄带滤波器取出的导频 $f_s/2$ 经过移相和倒相后，再经过相加器把基带数字信号中的导频成分抵消。由窄带滤波器取出的导频 $f_s/2$ 的另一路经过移相和放大限幅、微分全波整流、整形等电路，产生位定时脉冲，微分全波整流电路起到倍频器的作用。因此，虽然导频是 $f_s/2$ ，但定时脉冲的重复频率变为与码元速率相同的 f_s ，图中两个移相器都是用来消除窄带滤波器等引起的相移，这两个移相器可以合用。

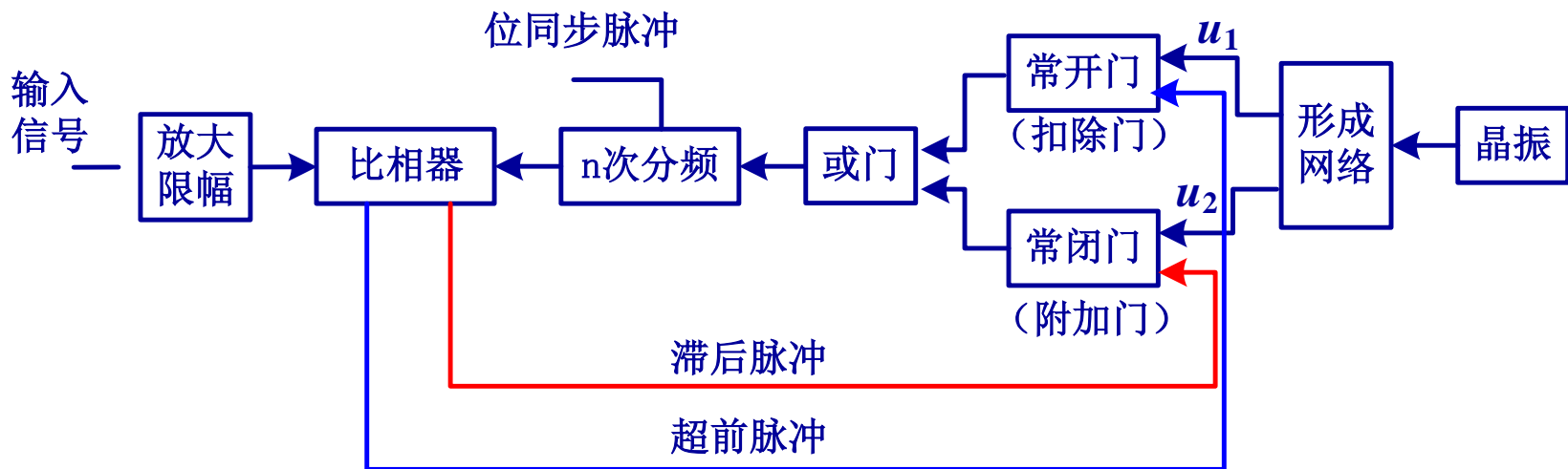
- ❖ 外同步法还有**包络调制法及时域插入位同步法**。
- ❖ 所谓包络同步法，是使数字信号的包络按位同步信号的某种波形变化。如：对已调信号进行附加的幅度调制，接收端只要进行包络检波，就可形成位同步信号。例如BPSK信号 $\cos[\omega_c t + \varphi(t)]$ ，若用 $\cos 2\pi f_s t$ 对它进行附加调幅后，得到已调信号为 $(1 + \cos 2\pi f_s t) \cdot \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$ ，接收端对它进行包络检波，得到包络 $(1 + \cos 2\pi f_s t)$ ，滤除直流，得到 f_s 成分。
- ❖ 所谓时域插入位同步的方法，是在传送数字信号之前先传送位同步信息，同步信息不同于数字信息，在接收端首先鉴别出位同步信息，再形成位同步基准。

6.3.2 直接法（自同步法）

- ❖ 自同步法的接收端位同步提取电路，从功能上讲，一般都由两部分组成：第一部分是非线性变换处理电路，它的作用是使接收信号或解调后的数字基带信号经过非线性变换处理后含有位同步频率分量或位同步信息。第二部分是窄带滤波器或锁相环电路，它的作用是滤除噪声和其他谱分量，提取纯净的位同步信息。
- ❖ 用**滤波法**提取。全占空的基带随机脉冲序列，不论是单极性还是双极性，当0、1等概时，都没有 f_s 、 $2f_s$ 等线谱，因此不能直接滤波取出 f_s 成分，但归零的单极性随机脉冲序列中含有 f_s 成分，因此先对信号做变换，然后用窄带滤波器取出 f_s ，框图如下。



- ❖ 用**数字锁相环**来提取位同步信息。锁相法的基本原理是在接收端利用一个相位比较器，比较接收码元与本地码元定时（位定时）脉冲的相位，若两者相位不一致，即超前或滞后，就会产生一个误差信号，通过控制电路去调整定时脉冲的相位，直至获得精确的同步为止。



- ❖ 由上图可知，高稳晶振产生的信号，经形成网络获得周期为 T_0 和周期为 T_0 但相位滞后 $T_0/2$ 的两个脉冲序列 u_1 和 u_2 。 u_1 通过常开门和或门加到分频器，形成本地位同步脉冲序列。为了与发送端时钟同步，分频器输出和接收到的码元序列进行相位比较，如果两者完全同步，此时比相器没有误差信号，本地位同步信号作为同步时钟。

- 如果本地位同步信号相位超前码元序列，比相器就输出一个超前脉冲去关闭常开门，扣除 u_1 中的一个脉冲，使分频器输出的位同步脉冲滞后 $1/n$ 周期；如果本地位同步脉冲比码元脉冲相位滞后时，比相器输出一个滞后脉冲去打开常闭门，使 u_2 中的一个脉冲能通过此门和或门，由于 u_1 和 u_2 相差半个周期，所以由 u_2 中的一个脉冲插入到 u_1 中不产生重叠，正是由于在分频前插入一个脉冲，因此，其输出同步脉冲提前 $1/n$ 周期，从而实现相位的调整，若干次后，就可使本地时钟与接收码元的同步。

6.3.3 位同步系统的性能指标

- ❖ **相位误差 θ_e** : (以锁相环法为例) 同步建立并稳定后, 由于收发端频率不稳及噪声影响, 相位比较器在比较误差以后立即加以调整, 在一个码元周期 (T_s) 内 (相当于 360° 相位内) 加一个或扣除一个脉冲, 而在一个 T_s 内由晶振及整形电路来的脉冲数为 n 个 (n 是分频器的分频次数), 因此最大时间误差为 $\pm T_s/n$, 相当于最大误差为 $2\pi/n$, n 越大, 误差越小。
- ❖ **同步建立时间 t_s** : 开机工作最不利的情况是 n 次分频器来的位同步脉冲与接收码元过零点脉冲相差 $T_s/2$, 相当于晶振及整形电路输出相差 $n/2$ 个脉冲, 但接收码元产生的过零点脉冲不是每码元出现一个, 当有连0连1时就没有, 因此如果认为连0连1码的概率与0、1交替码出现的概率相等, 相当于两周期 ($2T_s$) 才能调整一个脉冲, 则最大的同步建立时间为 $0.5n \cdot 2T_s = nT_s$ 。为了减小该值, 则 n 就要小, 与相位误差的要求矛盾。

- ❖ **同步保持时间 t_c** : 越长越好。在锁相环法中, 经分析, ;

$$t_c = \frac{1}{2Kf_s \cdot \frac{\Delta f / 2}{f_s}} \quad \text{其中 } f_s = 1/T_s, \quad \frac{\Delta f / 2}{f_s} \text{ 是频率稳定度, } K \text{ 为常数}$$

- ❖ **同步带宽 Δf** : 指位同步频率与码元速率之差。如果这个频差超过一定的范围, 就无法使位同步信号与输入信号同步, 因此, 同步带宽越小越好。数值上等于 $\Delta f = f_s/2n$ 。

- ❖ **例**: 一数字系统的码元速率为**50baud**, 收发端位同步振荡器的频率稳定度为 **10^{-4}** , PLL的分频次数 **$n=192$** , **$K=10$** , 求此系统的4个性能指标。

解: 由条件知道, **$R_s=50\text{baud}$** , **$T_s=0.02\text{s}$** , **$f_s=50\text{Hz}$**

$$\theta_e = 360^\circ/n = 1.9^\circ$$

$$t_s = nT_s = 192 * 0.02 = 3.84\text{s}$$

$$t_c = 10\text{s}$$

$$\Delta f = 0.125\text{Hz}$$

6.4 群同步（帧同步）

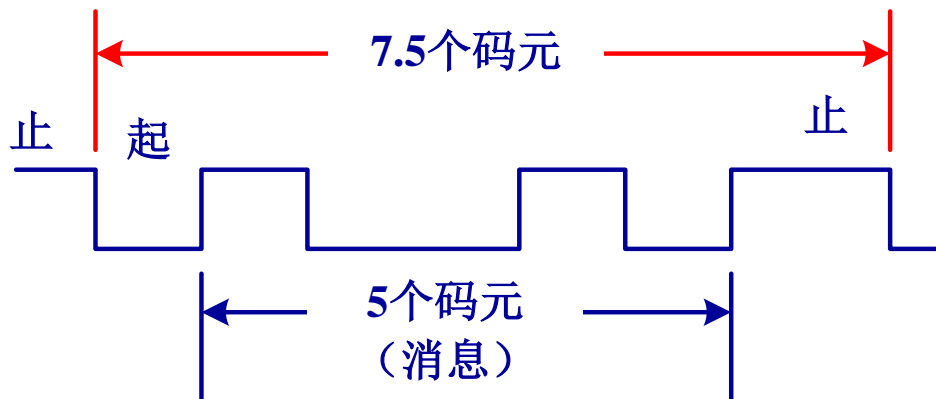
- ❖ 群同步与位同步的区别与联系：载波同步解决了同步解调问题，把频带信号解调为基带信号，而位同步确定各码元的抽样判决时刻，即区分每个码元，使接收端得到一连串的码元序列，这串码元序列代表一定的信息。通常由若干个码元代表一个字母（或符号、数字），而由若干个字母组成一个字，若干个字组成一个句子。在传输数据时，若干个码元会组成一个码组。群同步的任务是把字、句或码组区分出来。例如，一个字由20个码元组成，则将码元位同步脉冲频率 f_s 进行20次分频，即可得到字的定时脉冲频率。但每个群的“开头”和“结尾”的时刻，即群同步脉冲的相位是不能直接从同步脉冲中得到的，需要群同步解决。
- ❖ 群同步的实现方法通常有两类：一是在数字信息流中插入一些特殊码组作为每群的头尾标记，接收端根据这些特殊码组的位置实现群同步；另一类是利用数据码组本身之间彼此不同的特性来实现自同步。

6.4.1 起止式同步法

- ❖ 这是电传机中广泛使用的方法。电传报的一个码字由7.5个码元组成，它以一个码元宽度的负脉冲作为起脉冲，以1.5码元宽度的正脉冲作为止脉冲，其余5个码元表示有用的信息。接收端就根据1.5个码元宽度的正电平第一次转换到负电平这一特殊规律，确定一个码字的起始位置，因而实现了群同步。

缺点：

- 1、由于止脉冲宽度与码元宽度不一致，会给同步数字传输带来不便；
- 2、7.5个码元中只有5个码元用于传输信息，效率较低；



6.4.2 连贯式插入法

- ❖ 这种方法是用特殊字符建立群同步，而且是在每群的开始集中插入群同步码组，作为群同步用的特殊码组要求有尖锐单峰特性的局部自相关函数，且识别器尽量简单。最常见的群同步码组是巴克码（Barker），它是一种具有特殊规律的二进制码组，是有限长的非周期序列。
- ❖ 若一个 n 位的巴克码 $\{x_1, x_2, x_3, \dots, x_n\}$ ，每个码元 x_i 只可能取值 $+1$ 、 -1 ，它的局部自相关函数 $R(j)$ 满足：

$$R(j) = \sum_{i=1}^{n-j} x_i x_{i+j} = \begin{cases} n & j = 0 \\ 0, \pm 1 & 0 < j < n \\ 0 & j \geq n \end{cases}$$

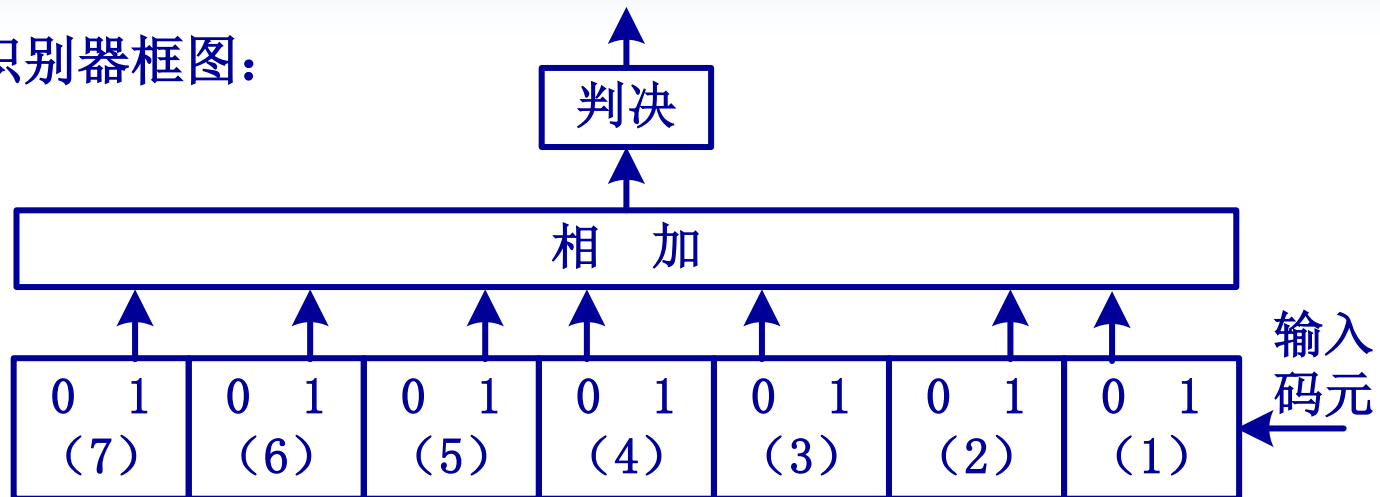
❖ 目前已找到的如下表所示:

N	巴克序列
1	+
2	++; +-
3	++-
4	+++--; ++-+
5	+++-+
7	+++--+-
11	+++-----+-
13	+++++--++-+-+

❖ 以 $n=7$ 为例，它的局部自相关函数如下：

$j=0$ 时， $R(j)=7$ ； $j=1$ 时， $R(j)=0$ ； $j=2$ 时， $R(j)=-1$ ；

巴克码识别器框图：



它由7级移位寄存器、相加器和判决器组成，7级移位寄存器的1、0按照1110010的顺序接到相加器，接法与巴克码的规律一致。当输入码元加到移位寄存器时，如果图中某移位寄存器进入的是1码，该移位寄存器的1端输出为+1，0端输出为-1。反之，当某移位寄存器进入的是0码，该移位寄存器的1端输出为-1，0端输出为+1。实际上，巴克码识别器是对输入的巴克码进行相关运算，只有完全同步时，输出相加后的值达到最大为+7。

- ❖ **巴克码的局部自相关特性有一个假设前提：相邻码元为0！**实际上，当相邻的随机序列等概率取 ± 1 时，巴克码近似有如此的相关特性；但对于任意的二进制数据，巴克码太短，并不能在所有情况下做最佳相关码的近似。为此，Willard利用计算机仿真，找到了适于随机相邻码元，具有与巴克码相同长度、使假同步概率最小的Willard序列。

N	Willard序列
1	+
2	+ -
3	+ + -
4	+ + - -
5	+ + - + -
7	+ + + - + - -
11	+ + + - + + - + - - -
13	+ + + + + - - + - + - - -

6.4.3 群同步的性能指标

- ❖ 群同步可靠性：漏同步概率 P_m 、假同步概率 P_{FA} 都要低；
- ❖ 平均同步建立时间尽量少；
- ❖ **漏同步概率 P_m** ：由于噪声和干扰的影响，会引起群同步码组中一些码元发生错误，从而识别器会漏识已发出的群同步码组，出现这种情况的概率称为漏同步概率（ P_m ）。

以7位巴克码识别器为例，设判决门限为6，此时7位巴克码中只要有1位码发生错误，7位巴克码全部进入识别器时，相加器输出才为5，就出现漏同步，只有不出错时才不会发生漏同步；假设系统的误码率为 P ，7位码中1个也不错的概率为 $(1-P)^7$ ，因此判决门限电平为6时的漏同步概率为 $P_m = 1 - (1-P)^7$ 。

如为减少漏同步，判决门限改为4，此时容许有1个错码，出现一个错码的概率为 $C_7^1 P^1 (1-P)^{7-1}$ 。漏同步概率为： $P_m = 1 - [(1-P)^7 + C_7^1 P^1 (1-P)^{7-1}]$

❖ 假设群同步码组的码元数目为N，判决器容许群同步码组中最大错码数为

$$E, \text{ 则 } P_m = 1 - \sum_{j=0}^E C_N^j P^j (1-P)^{N-j}$$

例如： $N=7, P=10^{-3}$ 。当 $E=0$ 时， $P_m = 1 - (1 - 10^{-3})^7 = 7 \times 10^{-3}$ ；

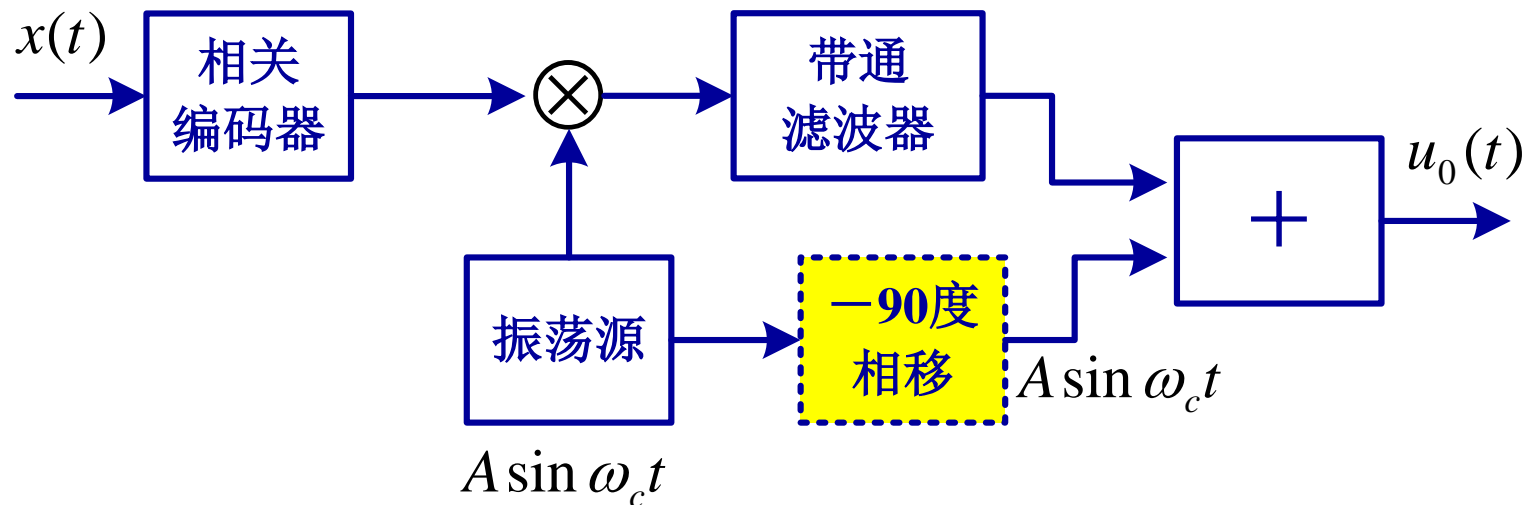
当 $E=1$ 时， $P_m = 1 - (1 - 10^{-3})^7 - 7 \times 10^{-3} (1 - 10^{-3})^6 = 2.1 \times 10^{-5}$ ；

❖ 假同步概率 P_{FA} ：在消息码中也可能出现与所要识别的群同步码组相同的码组，这时识别器会把它误认为群同步码组而出现假同步。出现这种情况的概率就称为假同步概率 P_{FA} 。

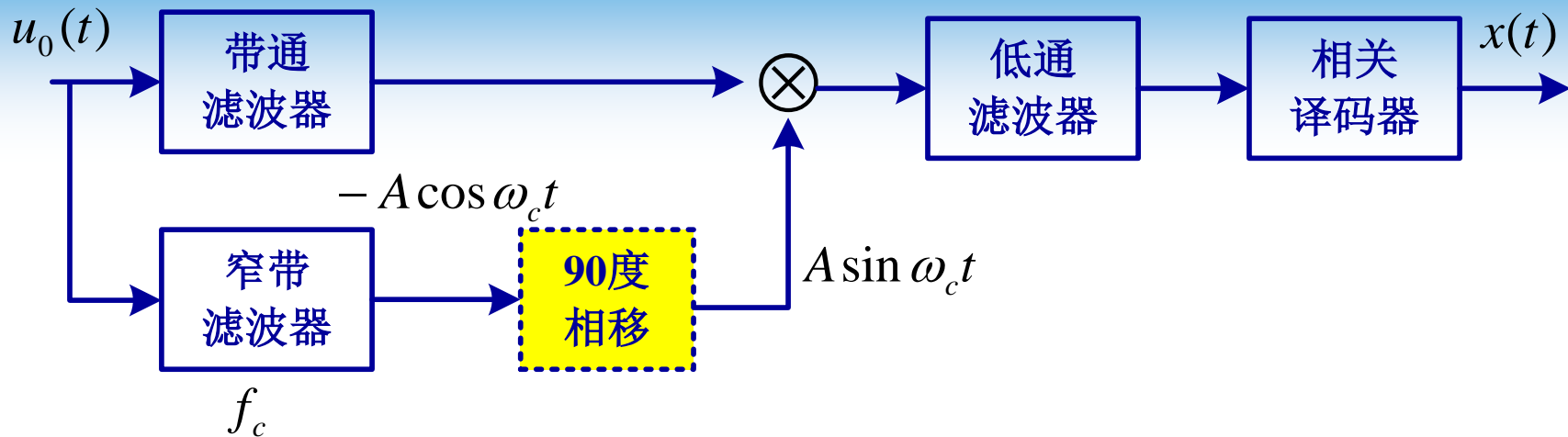
❖ 假同步概率 P_{FA} 就是信息码元中能被判为同步码组的组合数与所有可能的码组数之比。设二进制信息码中0、1等概，则由该二进制码元组成N位码组的所有可能的码组数为 2^N 个，而其中能被判为同步码组的组合数也与E有关。若 $E=0$ ，只有 C_N^0 个码组能被识别；若 $E=1$ ，则有 $C_N^0 + C_N^1$ 个码组能被识别。依次类推，信息码中可被判为同步码组的组合数为 $\sum_{j=0}^E C_N^j$ 。由此可得假同步概率表达式为： $P_{FA} = 2^{-N} \sum_{j=0}^E C_N^j$

- ❖ 从 P_m 和 P_{FA} 的表达式我们可以看出，当 $E \uparrow$ 时， $P_m \downarrow$ ，而 $P_{FA} \uparrow$ ，两者是矛盾的；当 $N \uparrow$ 时， $P_m \uparrow$ ，而 $P_{FA} \downarrow$ ，两者也是矛盾的。
因此，对 E 和 N 的选择要兼顾对 P_m 和 P_{FA} 的要求。
- ❖ **平均同步建立时间**：假设漏同步和假同步都不发生，即 P_m 和 P_{FA} 都为0，在最不利的情况下，实现群同步最多需要一帧的时间，设一帧的码元数为 N ，则最长的群同步时间为 NT_b 。考虑到出现一次漏同步或假同步，就要多花费 NT_b 时间，可得群同步的平均建立时间约为：
 $(1+P_m+P_{FA})NT_b$

- ❖ 例1: 在插入导频法进行频率同步的发送端框图中, $A\sin\omega_c t$ 不经过 -90° 相移, 直接与已调信号相加输出, 试证明接收端的解调输出中含有直流分量。



- ❖ 解: 发送端: $u_0(t)=x(t)A\sin\omega_c t+A\sin\omega_c t$



❖ 接收端信号为:

$$\begin{aligned}
 v(t) &= u_0(t) \cdot A \sin \omega_c t = [x(t)A \sin \omega_c t + A \sin \omega_c t] \cdot A \sin \omega_c t \\
 &= \frac{1}{2} A^2 [1 + x(t)] (1 - \cos 2\omega_c t) \\
 &= \frac{1}{2} A^2 [1 + x(t)] - \frac{1}{2} A^2 [1 + x(t)] \cos 2\omega_c t
 \end{aligned}$$

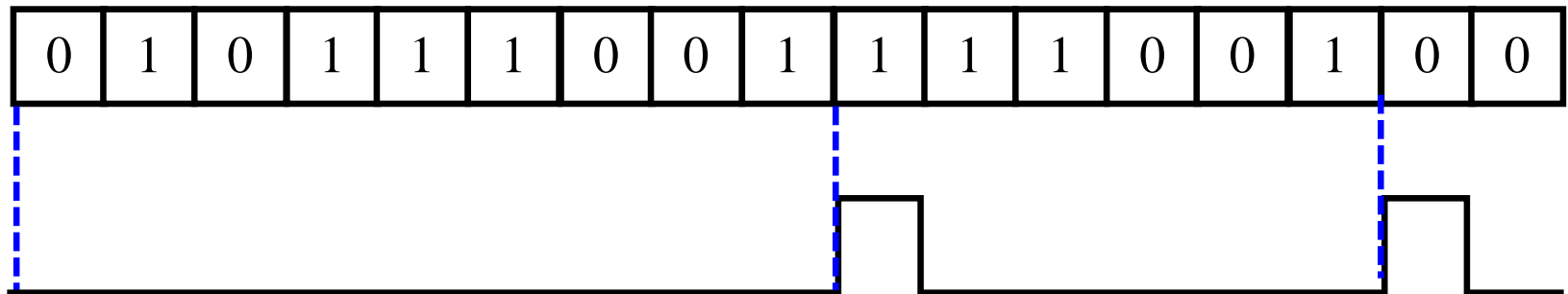
❖ 经过低通滤波器后为 $v(t) = \frac{1}{2} A^2 + \frac{1}{2} A^2 x(t)$

❖ 例2：设某数字传输系统中的群同步采用7位长的巴克码（1110010），采用连贯式插入法

(1) 试画出群同步码识别器原理图；

(2) 若输入二进制序列为01011100111100100，试画出群同步码识别器输出波形（设判决门限为4.5）。

❖ 解： (1) 略 (2)



作业

1. 设载波同步相位误差 $\varphi=10^\circ$ ，信噪比为10dB。试求此时BPSK信号的误码率。
2. 设一个5位巴克序列和一个5位Willard序列的前、后都是：“+1”码元，试画出其各自的自相关函数曲线。
3. 设用一个7位巴克序列作为群同步码，采用连贯插入法，接收误码率为 10^{-4} 。试分别求出容许错误数为0和1时的漏同步概率和假同步概率。