

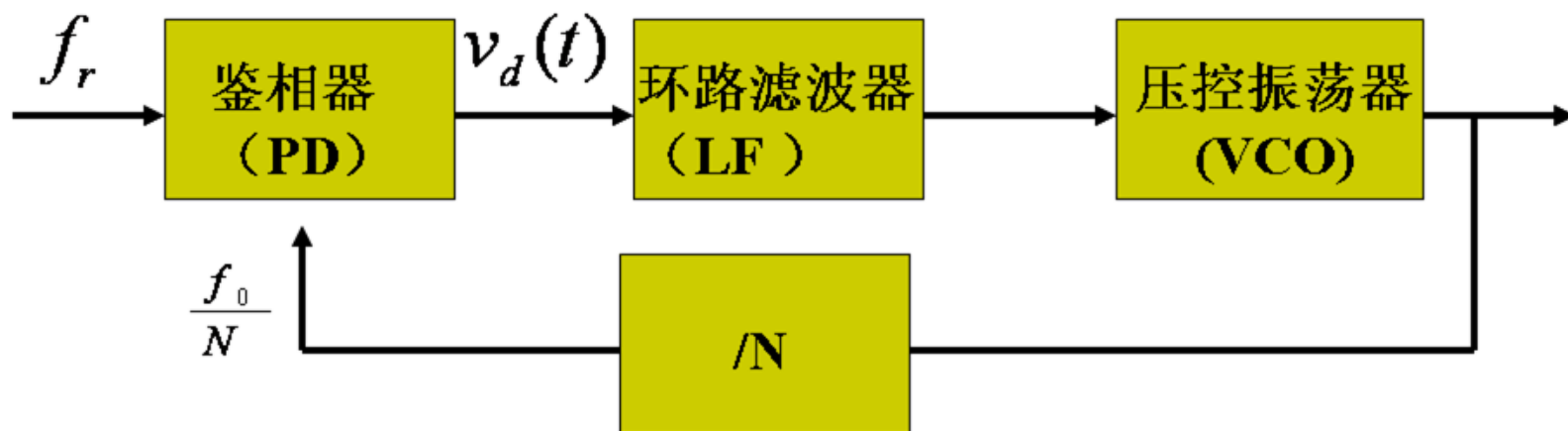
第8章 锁相环与频率合成

本章内容

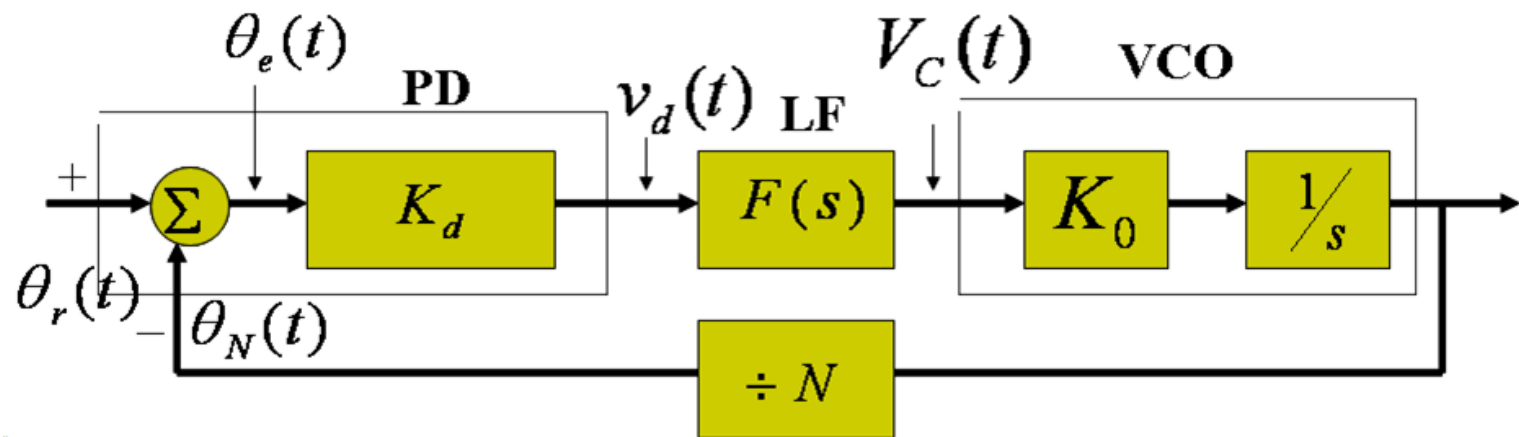
- 锁相环基本原理P.186
- 锁相环频率合成P.202

锁相环的组成

- 锁相环（**PLL**）是一个能够跟踪输入信号相位的闭环自动控制系统，被广泛的应用。
- 锁相环系统由鉴相器（**PD**）、滤波器（**LF**）、压控振荡器（**VCO**）、分频器（**Presaclers**）几个部分构成。



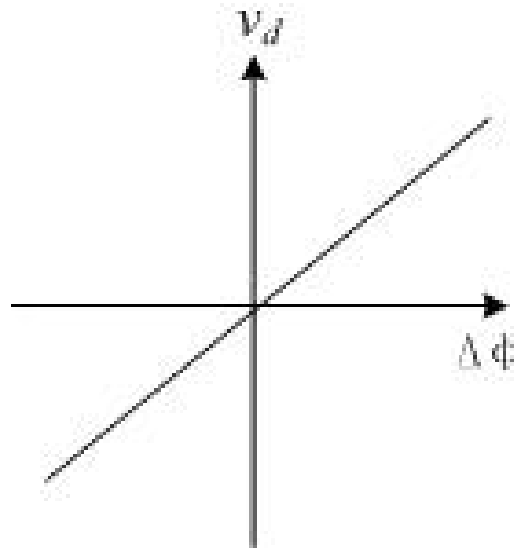
PLL的线性模型



- 当PD的两个输入信号相位差较小时，PLL可等效为一个线性环路，锁相环的阶数一般为滤波器的阶数再加上1。
- VCO可以被视为一个增益为 K_0 的积分器；PD的增益为 K_d ；滤波器的传输函数为 $F(s)$ ，锁相环的传输函数的形式与性质主要取决于低通滤波器的传输函数；分频器的增益为 $1/N$ 。

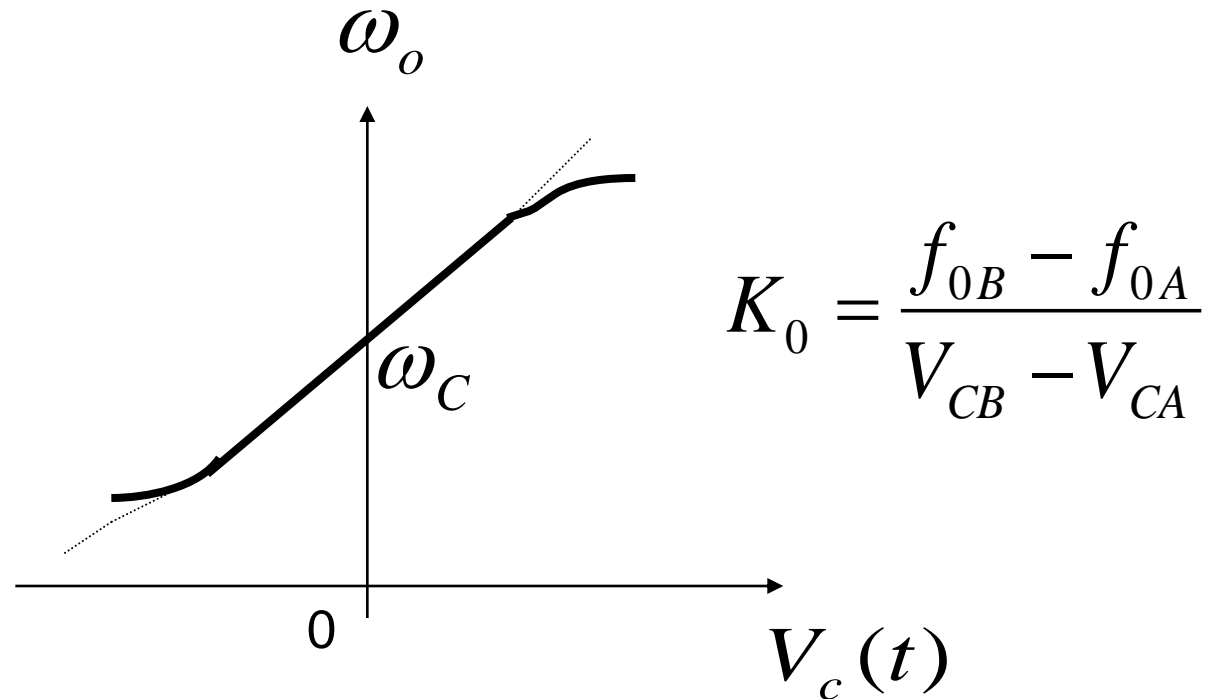
PLL的线性分析

- 理想鉴相器的输出信号应与两个输入信号的相位差，即相位误差信号成正比。
- $V_d = K_d(\varphi_1 - \varphi_2) = K_d \Delta \varphi_1$



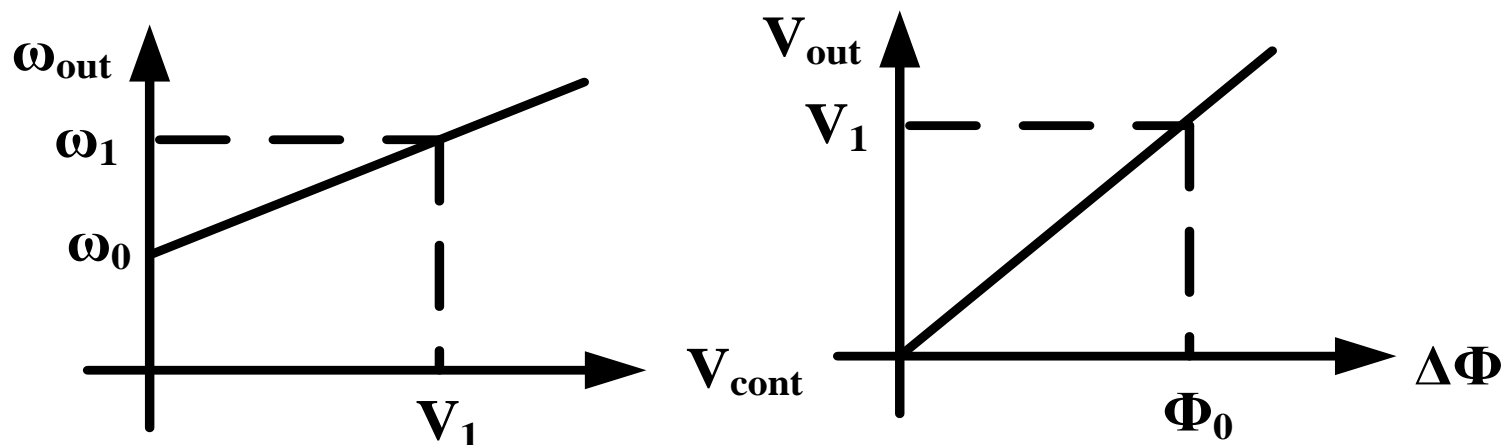
PLL的线性分析

- 压控振荡器的一般特性如下图所示。它的振荡频率与控制电压的关系可表示为：



$$\omega_o(t) = \omega_C + \Delta\omega = \omega_C + K_0 V_C(t)$$

PLL的线性分析



$$\omega_{out} = \omega_0 + K_O V_{cont}$$

$$V_{PD} = K_D \Delta\phi$$

$$V_1 = \frac{\omega_1 - \omega_0}{K_O} \quad \phi_0 = \frac{V_1}{K_D} = \frac{\omega_1 - \omega_0}{K_D K_O}$$

- 如果PLL输入频率变化，则相位差也同时变化；
- 为使相位误差减到最小， $K_{PD} K_{VCO}$ 值必须最大；⁷

PLL的线性分析

- 锁相环的开环传输函数为

$$Y(s) = \frac{K_d K_o F(s)}{N \cdot s}$$

- 锁相环的闭环传输函数为

$$H(s) = \frac{Y(s)}{1 + Y(s)} = \frac{K_d K_o F(s)}{N \cdot s + K_d K_o F(s)}$$

- 锁相环的带宽为 $\omega_H = K_d K_o F(s) / N$

PLL的线性分析

- PLL为一阶时，即滤波器的函数 $F(S) = 1$ ，其特性为一条直线。
- 一阶PLL的带宽为 $\omega_H = K_d K_o / N$
- 一阶PLL的闭环传输函数为：

$$NH(s) = \frac{\theta_o}{\theta_r} \Rightarrow H(s) = \frac{1}{1 + \frac{sN}{K_o K_d}}$$

- 由 $H(s)$ 的表达式可知，PLL具有低通的特性。

例题

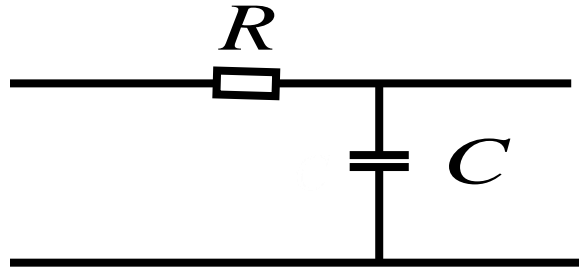
- **例6.3.1** 某NPLL的输入频率 $f_r=25\text{kHz}$ ，输出频率 $f_o=1\text{MHz}$ ，鉴相器增益 $K_d=2\text{V/rad}$ ，VCO的压控灵敏度 $K_o=100\text{Hz/V s}$ 。若环路中没有滤波器，试计算分频比 N 、环路带宽 f_H 、输出相位比 θ_o/θ_r 和闭环传递函数 $H(s)$ 。

解： $N=10^6/(25*10^3)=40$

$$\theta_o/\theta_r=K_oK_d/(s+K_oK_d/N), H(s)=K/(s+K)=5/(s+5)$$

$$f_H=K=K_oK_d/N=(2*100)/40=5\text{Hz}$$

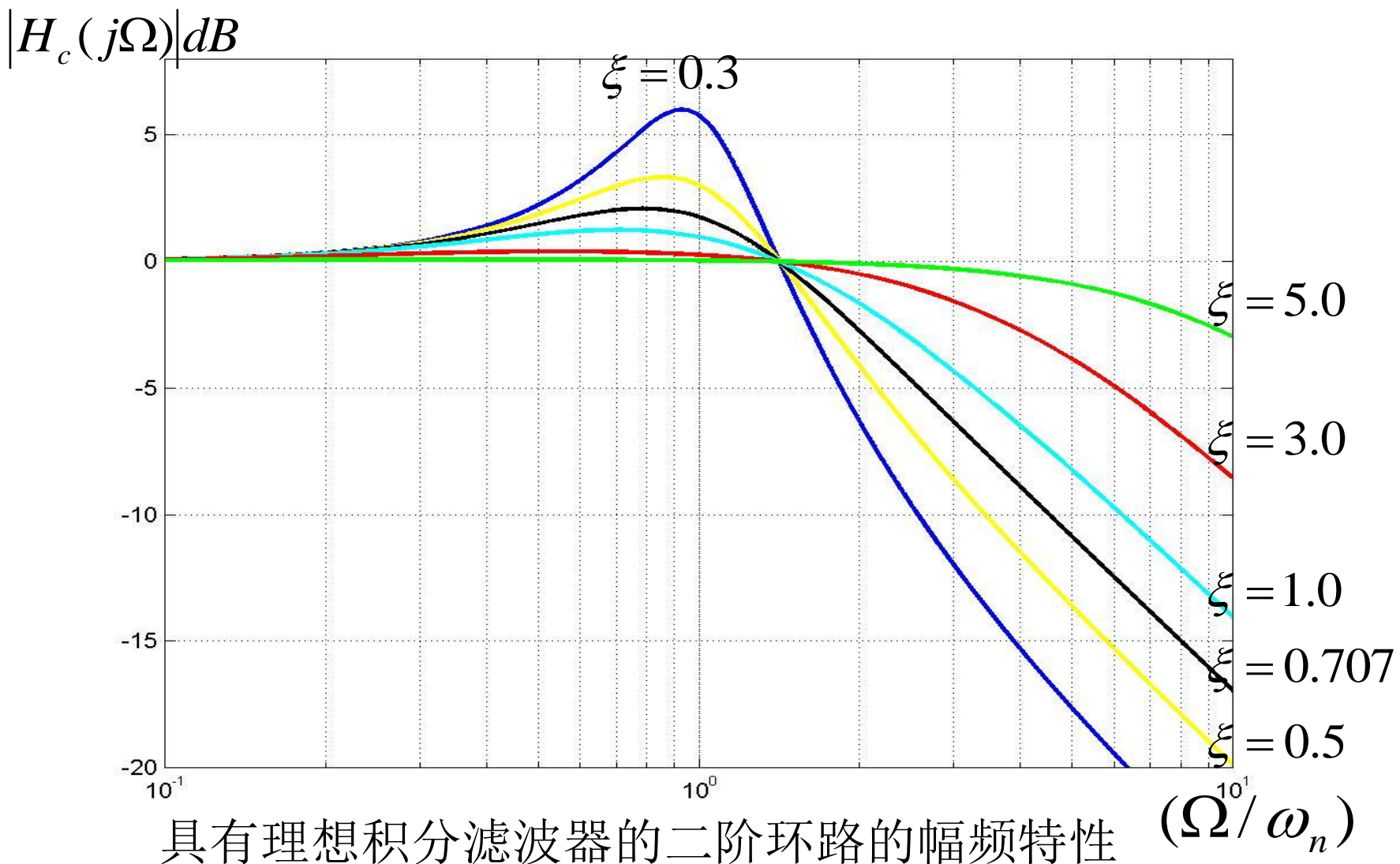
PLL的线性分析



- 二阶 PLL 中环路滤波器采用 RC 积分网络，可以得到滤波器传递函数为 $F(s)=1/(1+s\tau)$ ， $\tau=RC$ 。
- 设 ξ 为阻尼因子， ω_n 为自然频率。
- 闭环函数表达式可变为

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{N}{K_0 K_d \tau}} \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_d}{N \tau}}$$

PLL的线性分析



PLL的线性分析

- 环路 3dB 带宽
- $|\theta_o/\theta_r(j\omega)|=(1/\sqrt{2})$ 时的频率范围，可求得 ω 。
- 此时为环路上限角频率 ω_H ，即 3dB 带宽。

$$\omega_H = \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2 + \sqrt{2 - 4\xi^2 + 4\xi^4}}$$

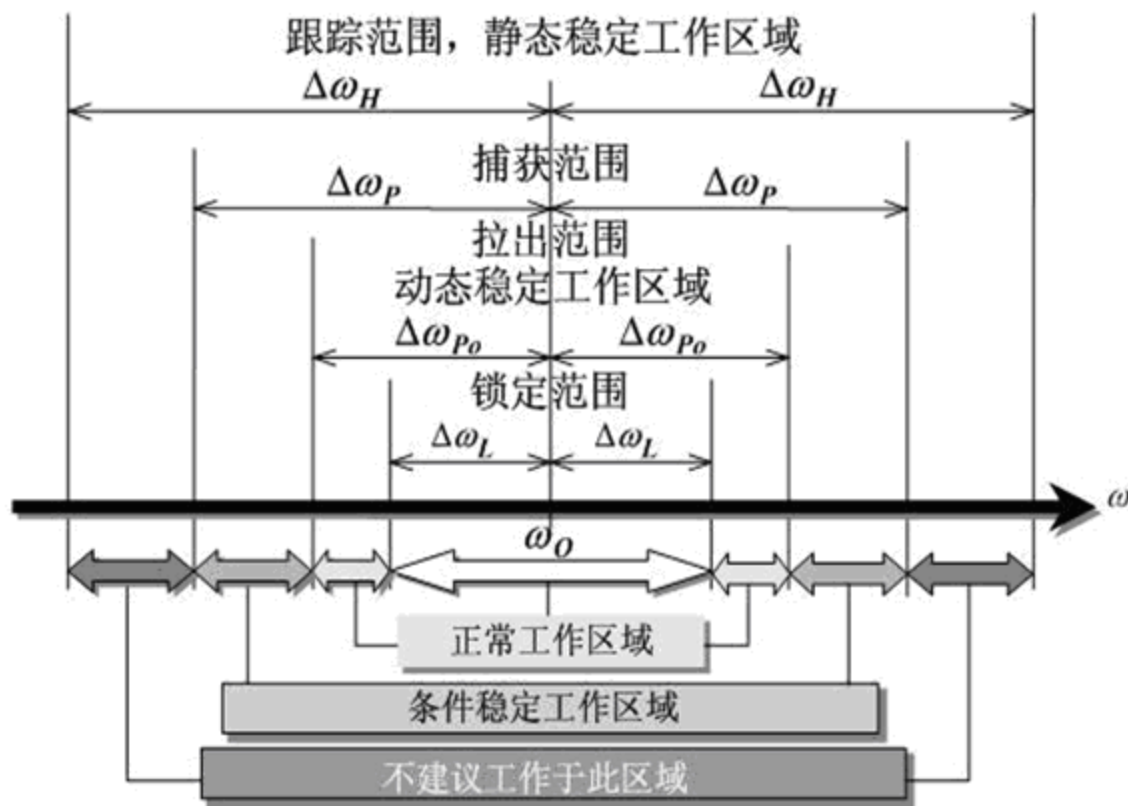
- VCO 输出波形的上升时间 t_r 与 ω_H 有如下近似关系：

$$t_r \approx \frac{2.2}{\omega_H}$$

PLL的工作频率范围

- 锁定（**Lock-in**）范围— $\Delta\omega_L$ ：在此范围内，当加入输入信号，环路就能捕获锁定；它是**PLL**通常的工作频率范围；
- 拉出（**Pull-out**）范围— $\Delta\omega_{p0}$ ：环路能维持锁定状态的最大频率范围；它是**PLL**稳定工作的动态上限；
- 捕获（**Pull-in**）范围— $\Delta\omega_p$ ：在此范围内，环路经过多次摆动后总能锁定；
- 跟踪（**Hold-in**）范围 — $\Delta\omega_H$ ：在此范围内，环路在输入频率缓变的情况下能维持锁定状态，它是**PLL**的静态跟踪范围。

PLL的工作频率范围



鉴相器 P.190

- 常用的鉴相器有以下几类：
 - 模拟相乘器
 - 数字鉴相器
 - ✓ 鉴相器
 - ✓ 鉴频鉴相器
- 作为原理分析，通常使用具有正弦鉴相特性的鉴相器。

模拟相乘鉴相器

- 模拟相位检波器—模拟相乘电路

参考信号 $V_r(t) = V_{rm} \cos(\omega_r t + \theta_r)$

分频输出信号

$$V_N(t) = V_{Nm} \cos(\omega_N t + \theta_N)$$

同频鉴相输出为

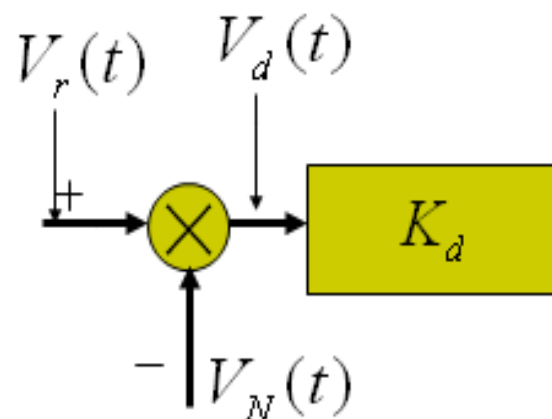
$$V_d(t) = K_M V_r(t) \cdot V_N(t)$$

低通滤波器输出为

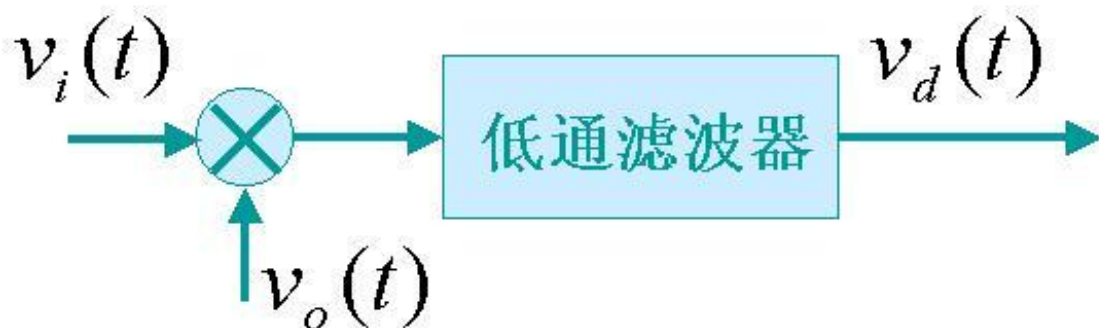
K_M 为模拟相乘器的相乘增益

$$V_c(t) = \frac{1}{2} K_M V_{rm} V_{Nm} F(0) \cos(\theta_r - \theta_N) = K_d \cos \theta_e$$

$F(0)$ 为低通滤波器的低频增益； K_d 为鉴相增益。

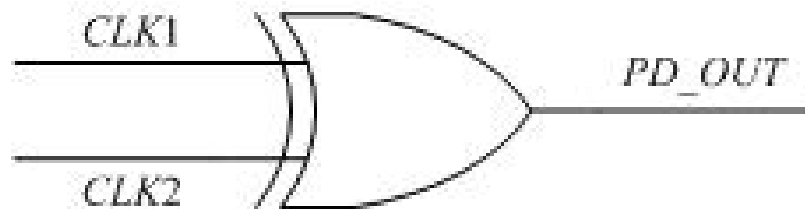


模拟相乘鉴相器



- 若两个输入信号一路为正弦信号，一路为方波信号。
- 输出信号展开式中的低频分量输出与两个输入周期信号的相位差成正比：
$$V_d(t) \approx K_d \sin(\theta_r - \theta_N)$$
- 如相位误差较小，则：
$$V_d(t) \approx K_d \theta_e$$

异或门鉴相器

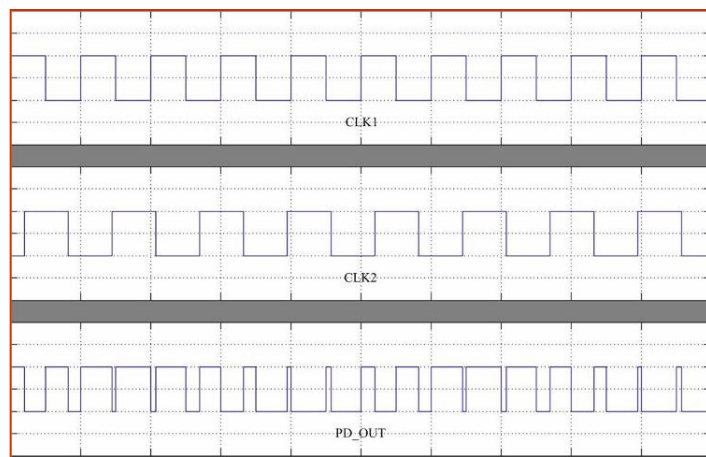
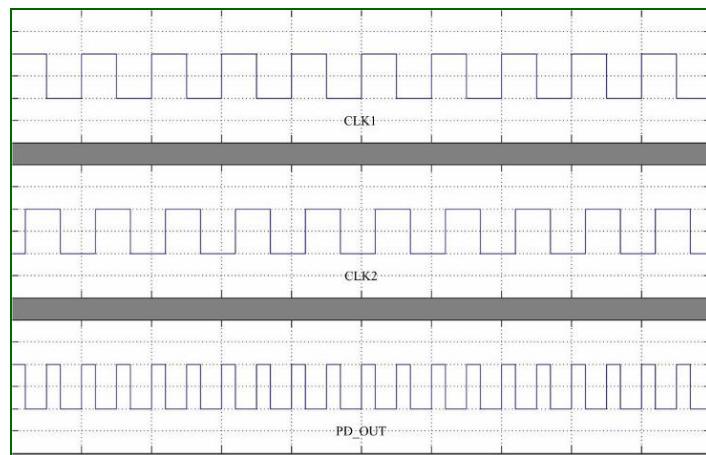


- 异或门（**XOR**）鉴相器是最常见的一种鉴相器。当且仅当两输入信号之中的一个为高电平时，**XOR**鉴相器的输出才是高电平。
- 当两个输入信号的相位差为 180° 时，输出的电压达到最大。

异或门鉴相器

- 异或门鉴相器存在着一些缺点，限制了其应用范围。异或门鉴相器对输入信号的占空比非常敏感，当两个输入信号的占空比不同时，输出会产生错误。除此之外，异或门鉴相器对于输入信号具有不同频率的情况下，不能产生相应的频差信息。

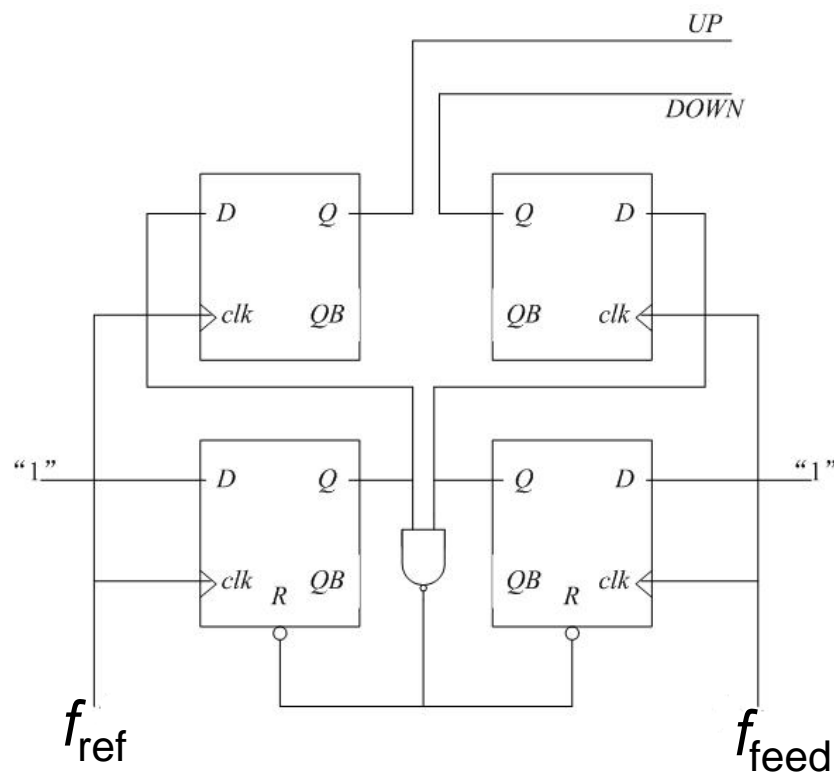
频率相同



频率不同

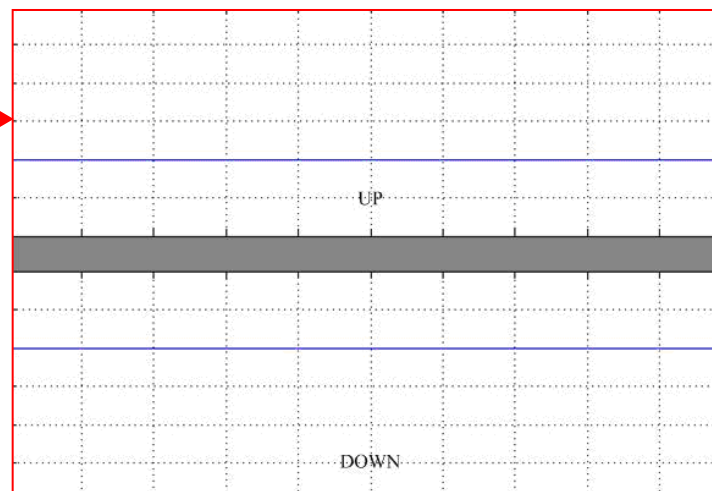
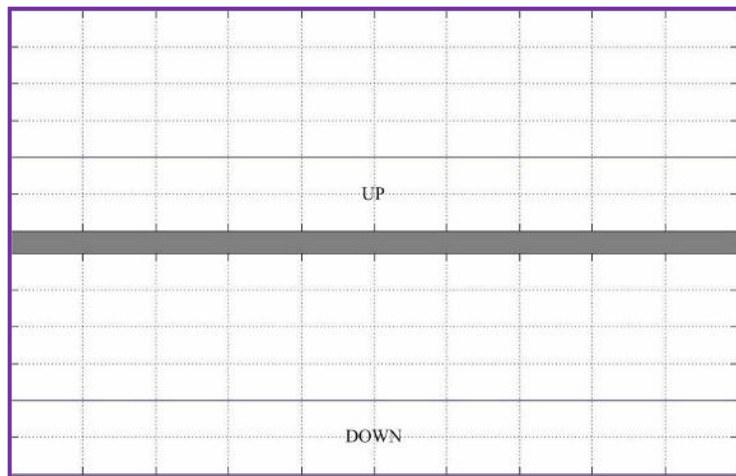
四DFF型鉴频鉴相器

- 鉴频鉴相器（**PFD**）也可称为时序鉴相器。**PFD**的输出既和输入信号的相位有关，也和输入信号的频率有关。
- **PFD**具有较大的灵敏度、纹波输出小、线性工作区域大、零点漂移小、鉴相死区小、对输入信号占空比不敏感等优点。



四DFF型鉴频鉴相器

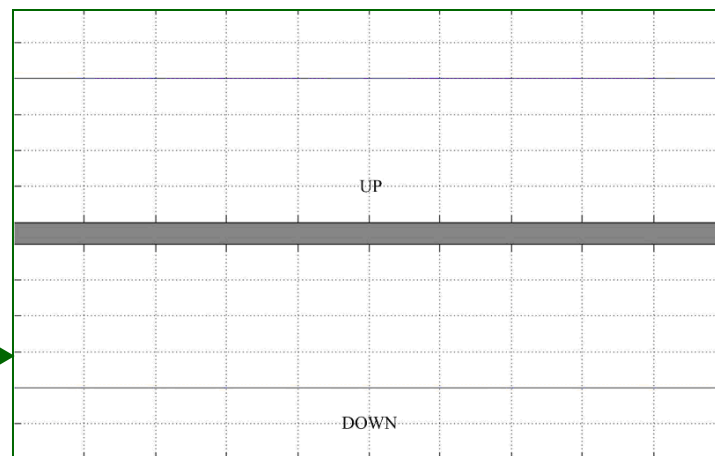
f_{ref} 的频率低于 f_{feed} 时的频率



频率相同相位相同

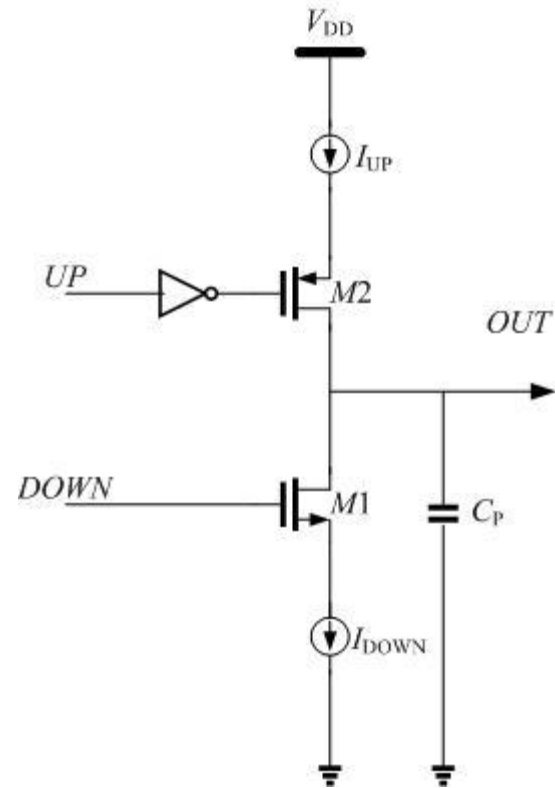


f_{ref} 的频率高于 f_{feed} 的频率



电荷泵

- PFD的两个输出信号 UP 与 $DOWN$ 需要合并为一个输出信号来驱动低通滤波器。
- 图中所示的合并电路就是一个简单的电荷泵（CP）电路。一般将加入了电荷泵的锁相环称为电荷泵锁相环（CPPLL）。
- 在CPPLL中，PFD+CP的总增益为 $I_p/2\pi$ ， I_p 为电荷泵充放电的电流值。



电荷泵

- 当PFD的输出 UP 为高电平， $DOWN$ 为低电平时， $M2$ 管开启，将电流源 I_{UP} 连接到电容 CP ，进行充电，此时 $M1$ 处于关闭状态。
- 当PFD的输出 $DOWN$ 变为高电平， UP 为低电平， $M2$ 管开启，将电流源 I_{DOWN} 连接到电容 CP ，进行放电，此时 $M2$ 处于关闭状态。
- 若PFD的两个输出均为低电平，则两个电流源都不接入环路，电容 C_p 上的电压处于保持状态。
- 由于电流源对于电源电压的波动不敏感，电荷泵可以有效地避免对VCO控制电压的调制。

环路滤波器P.192

- 种类

- ◆ RC 积分滤波器

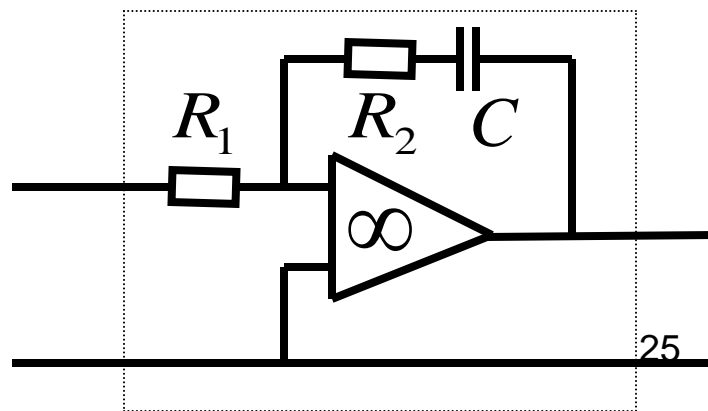
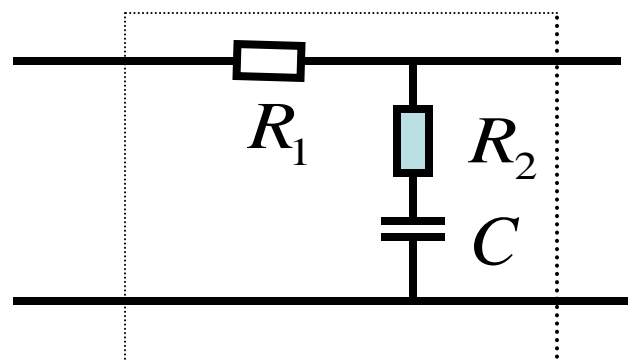
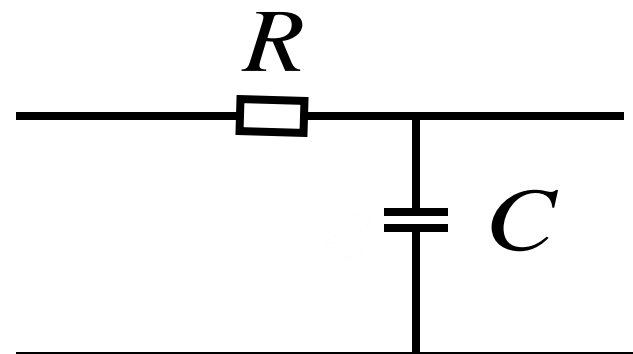
$$F(s) = \frac{1}{1 + s\tau}, \quad \tau = RC$$

- ◆ RC 比例积分滤波器

$$F(s) = \frac{S\tau_2 + 1}{S(\tau_1 + \tau_2) + 1} \quad \begin{matrix} \tau_1 = R_1 C \\ \tau_2 = R_2 C \end{matrix}$$

- ◆ 有源比例积分滤波器

$$F(s) \approx -\frac{A(1 + S\tau_2)}{SA\tau_1 + 1} \quad \begin{matrix} \tau_1 = R_1 C \\ \tau_2 = R_2 C \end{matrix}$$



环路滤波器

- **RC积分滤波器**

- ◆ $F(0) = 1$, 无直流增益;
- ◆ 相位为滞后特性, 对锁相环捕捉性不利;

- **RC比例积分滤波器**

- ◆ $F(0) = 1$, 无直流增益;
- ◆ 相位为超前 - 滞后特性, 对锁相环捕捉性有利;

- **有源比例积分滤波器**

- ◆ $F(0) = A$, 有直流增益;
- ◆ 3dB带宽小, 有利于滤除噪声;
- ◆ 高频增益调节范围大, 设计灵活, 可实现理想积分器;
- ◆ 放大器对PLL会引入噪声;

环路滤波器

●理想积分滤波器

➤对于有源**RC**比例积分滤波器，如果适当提高放大器的增益，使 $1/A\tau_1 \rightarrow \infty$ ，则其传递函数可以化为

$$F(s) = -\frac{A(1+s\tau_2)}{1+As\tau_1} \Big|_{A \rightarrow \infty} = -\frac{1+s\tau_2}{s\tau_1} = -\frac{1+j\omega\tau_2}{j\omega\tau_1}$$

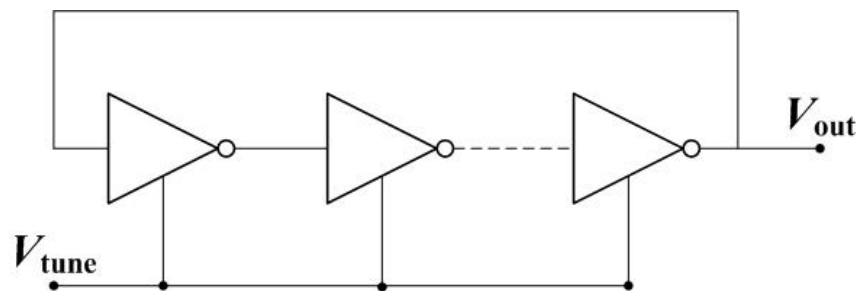
➤ $\tau_1=R_1C$, $\tau_2=R_2C$

压控振荡器P.196

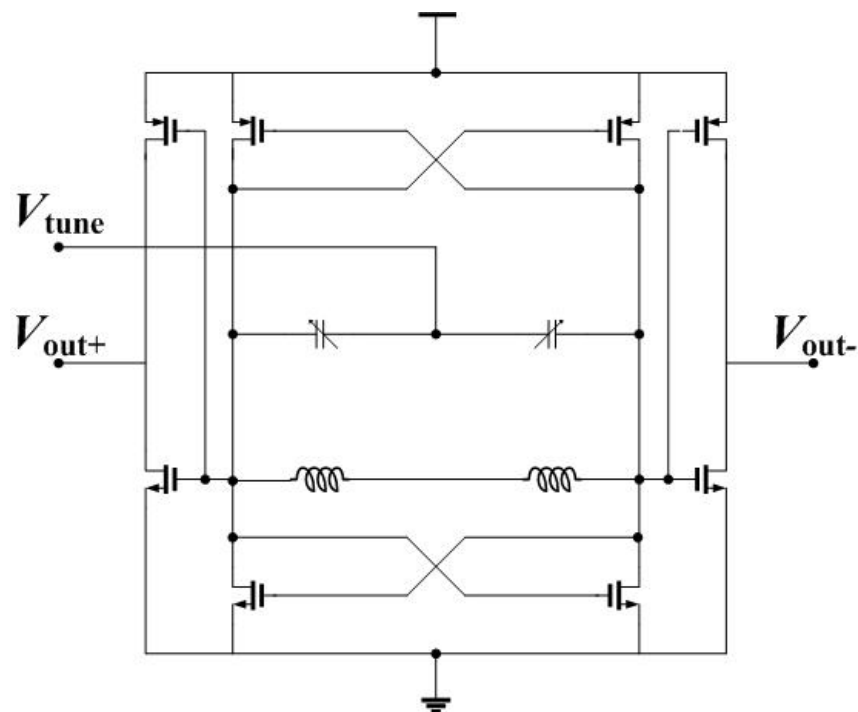
- 压控振荡器(VCO)是锁相环的关键部件。它是在振荡器的基础上引入控制端，实现电压控制振荡频率的功能。
- VCO的起振原理，可以用反馈理论来分析。根据压控振荡器输出波形的不同，可以分为正弦波VCO和非正弦波VCO两大类。也可以粗略的分为两类：环形VCO与LC型VCO。

压控振荡器

环形VCO



LC型VCO



本章内容

- 锁相环基本原理
- 锁相环频率合成P.202

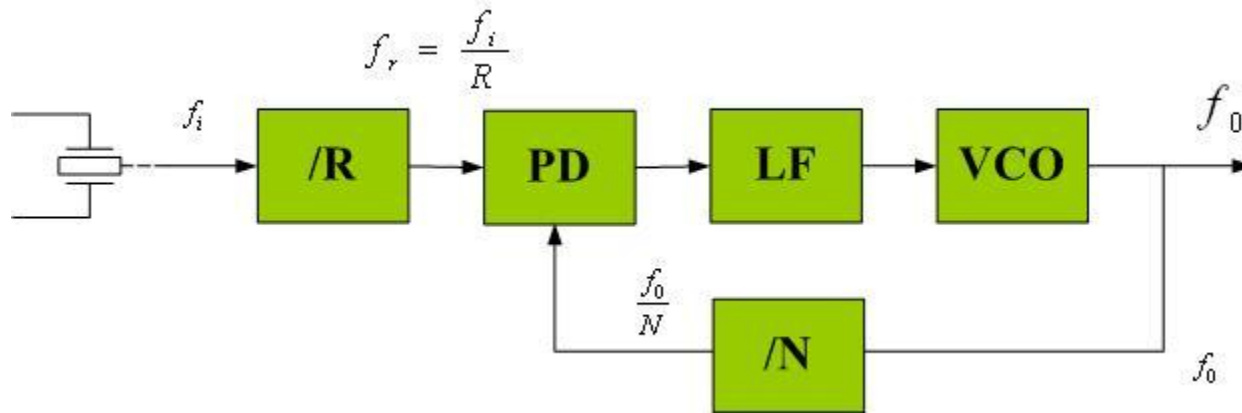
频率合成的概念及应用

- 频率合成技术概念：频率综合器是将一个高精度和高稳定度的标准参考频率经过混频、倍频与分频等各种处理，最终产生具有同样精度和稳定度的频率源。
- 频率合成技术的应用：在通信系统中产生本振信号。
- 频率合成技术的分类
 - 直接 – 模拟、数字(DDS)
 - 间接 - 锁相频率合成

锁相频率合成

- 环路锁定时, $f_o = Nf_r$, 改变 N 则输出为一系列频点。此时最小频率间隔 $\Delta f_o = f_r$, 即分辨率频率等于参考频率。
- 当 N 改变时, 输出频率的切换时间 t_s 与参考频率 f_r 之间有如下经验公式: $t_s = 25/f_r$
- 当波段范围宽且分辨率高时, N 的增大, 使得 PLL 性能不稳定。
- 单环 PLL 频率合成的分辨率 f_r 和环路性能是矛盾的, 解决办法是采用小数 PLL 频率合成、多环 PLL 频率合成。

1.基本单环频率合成器P.203



- 基本单环频率合成器的环路可以用6.3.1节中的锁相环线性模型进行分析。单环频率合成器中的滤波器一般采用理想积分滤波器构成环路。
- 基本单环频率合成的优缺点：电路简单，易实现；可编程分频器 N 的输入频率限制了合成器输出频率。

基本单环频率合成器

- 基本单环频率合成的环路特性

◆ ω_n , ξ , ω_H 均与简单RC积分滤波单环不同, 分别为:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_d}{N \tau_1}}, \quad \xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_0 K_d}{N \tau_1}}$$

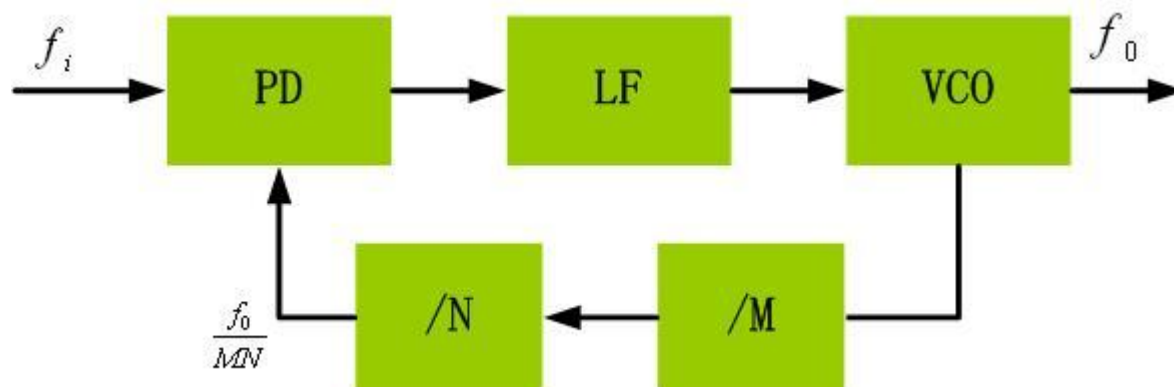
$$\omega_H = \omega_n \sqrt{1 + 2\xi^2} + \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}$$

通常, $\omega_H > \omega_n$, $\xi = 0.707$, $\omega_H = 2.06\omega_n$

- PLL 输出频率转换时间近似等于环路捕捉时间

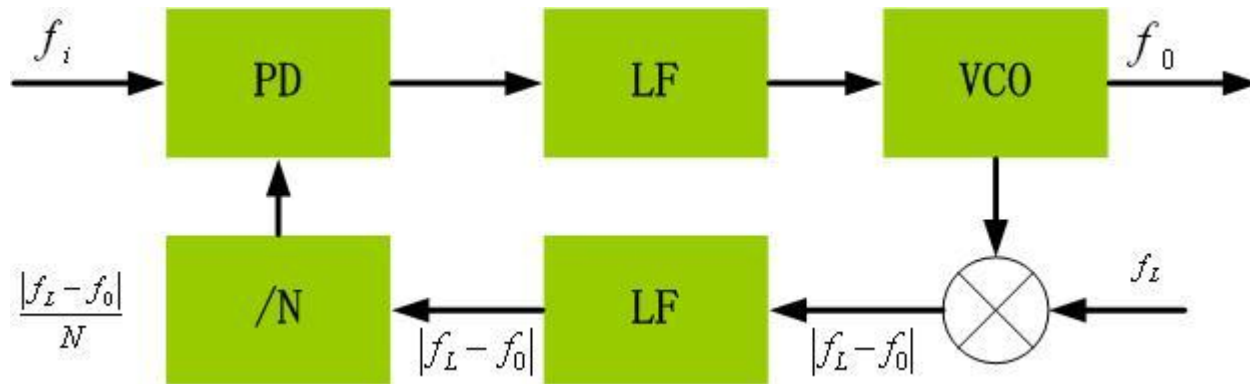
$$t_s \approx t_p \approx 4/\xi\omega_n$$

2.前置分频型单环频率合成器P.204



- 为降低 N 的输入频率，可在 N 前加固定分频器，其频率关系 $f_0 = MNf_r$ ， $\Delta f_0 = Mf_r$ ，相应的分辨率降低了 M 倍。
- 由于 M 的最高工作频率可达GHz级，VCO输出频率也可工作在GHz级。

3. 下变频型单环频率合成器P.205

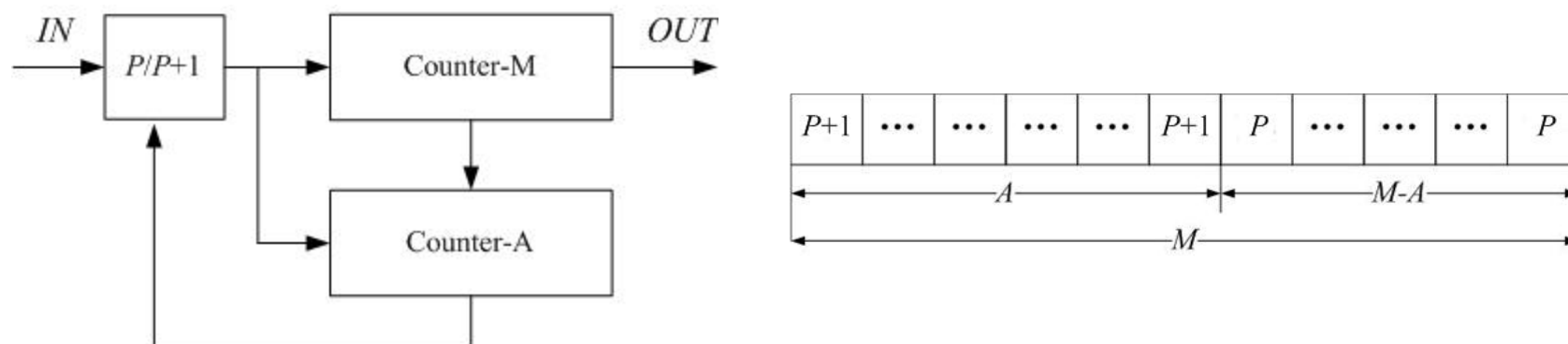


- 将混频器和低通滤波器代替高速前置分频器插入环路中，构成了下变频型单环频率合成器。
- 输出的频率关系为： $f_o = f_L \pm Nf_r$ 。

4.双模前置分频型单环频率合成器P.205

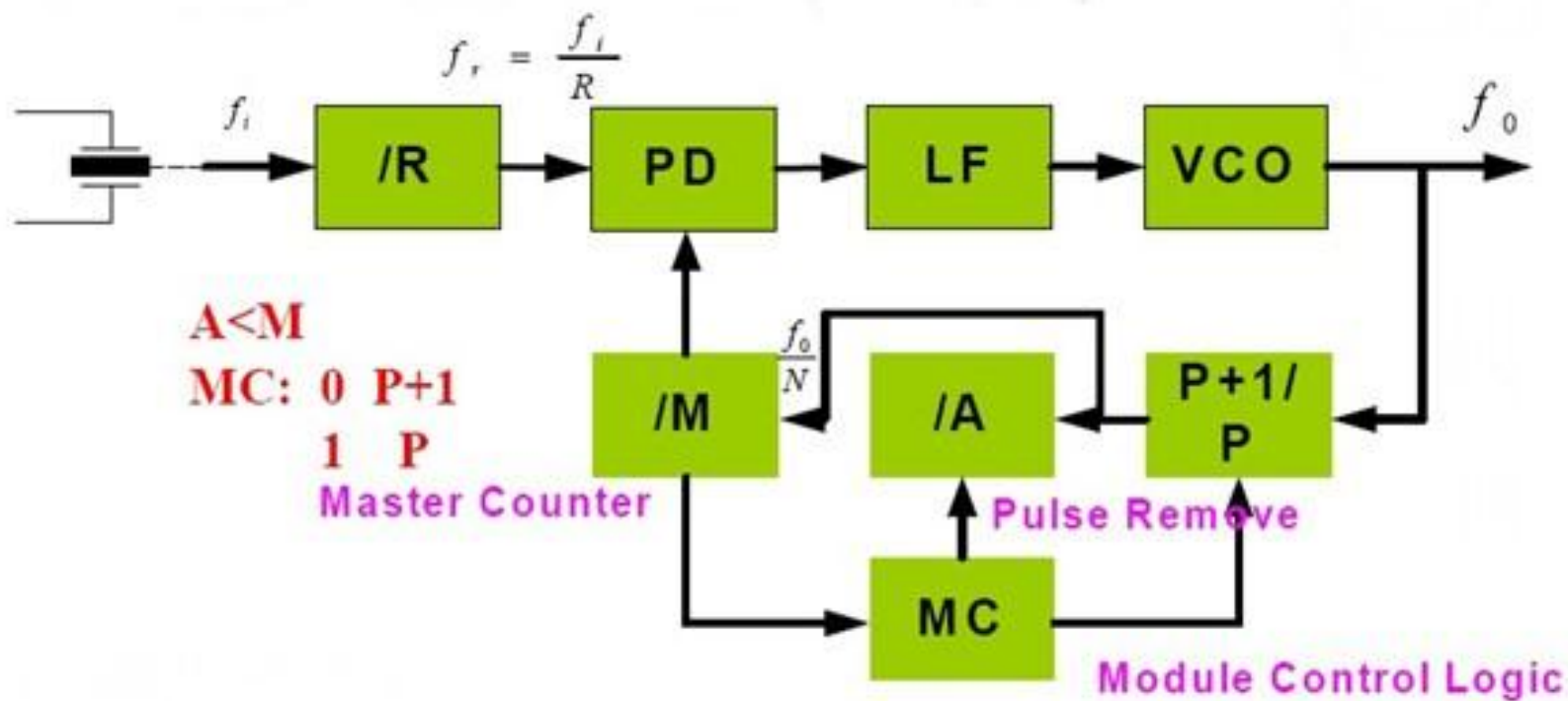
- 前三种单环频率合成器存在的问题：
 - ◆ 基本单环 f_0 直接加在 N 上, f_0 受 N 工作频率限制;
 - ◆ 前置分频 M 提高了, 但降低频率分辨率;
 - ◆ 下变频型单环增加电路复杂度, 引起电路不稳定。

双模前置分频型单环频率合成器



- PLL中可变分频器的构成如上图所示。双模分频器设为除 $P/P+1$ 分频；可编程分频器由两个吞吐式计数器构成。
- 当可变分频器开始工作时，计数器A与计数器M分别被赋初始值“ A ”与“ M ”。通常 $M > A$ 。双模分频器开始时工作在除 $(P+1)$ 模式下，直到计数器A计数满“ A ”为止。此时，双模分频器开始工作在除 P 模式下直到计数器M计数满“ M ”为止。当计数器M计数满“ M ”时，该两个计数器被重置，双模分频器又重新开始在除 P 模式下。整个分频模块的分频比为 $N = A * (P+1) + (M - A) * P = M * P + A$ 。

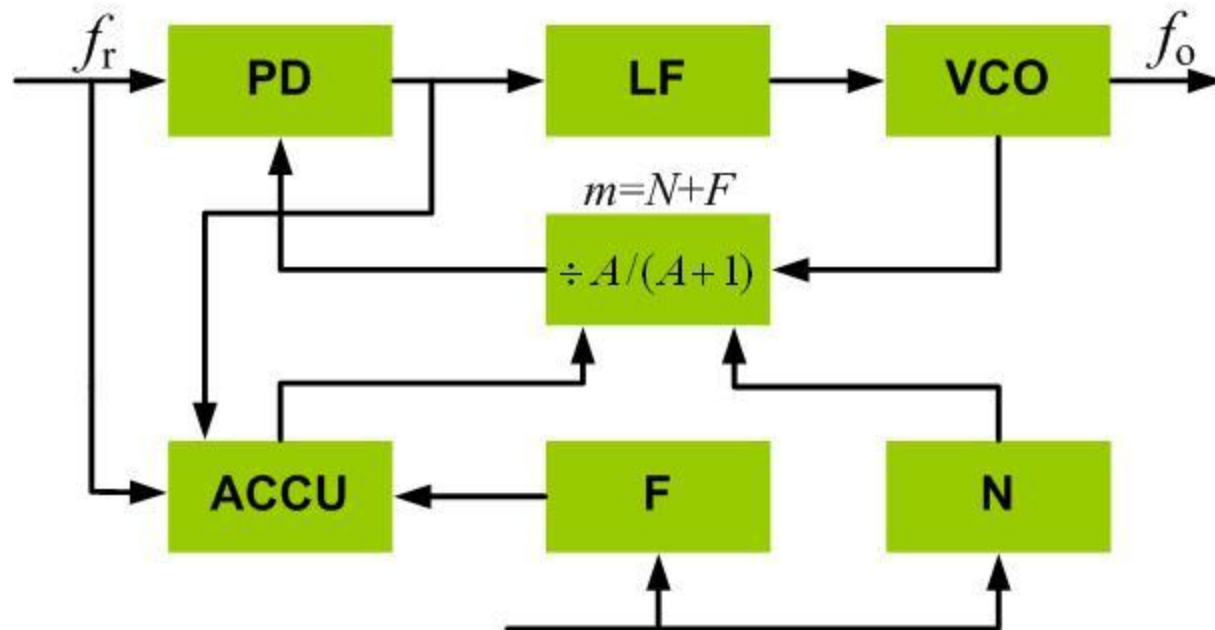
双模前置分频型单环频率合成器



小数分频频率合成器P.212

- 整数分频锁相环频率综合器的基本特征是，每当可变分频器的分频比改变1时，得到输出频率增量为参考频率 f_{ref} 。为提高频率分辨力就需减小参考频率 f_{ref} ，这对转换时间等性能是十分不利的。
- 假如分频器能提供小数分频比，每次改变某位小数，那就能在不降低参考频率的情况下提高频率分辨率。这时就必须用到小数分频。

小数分频频率合成器原理

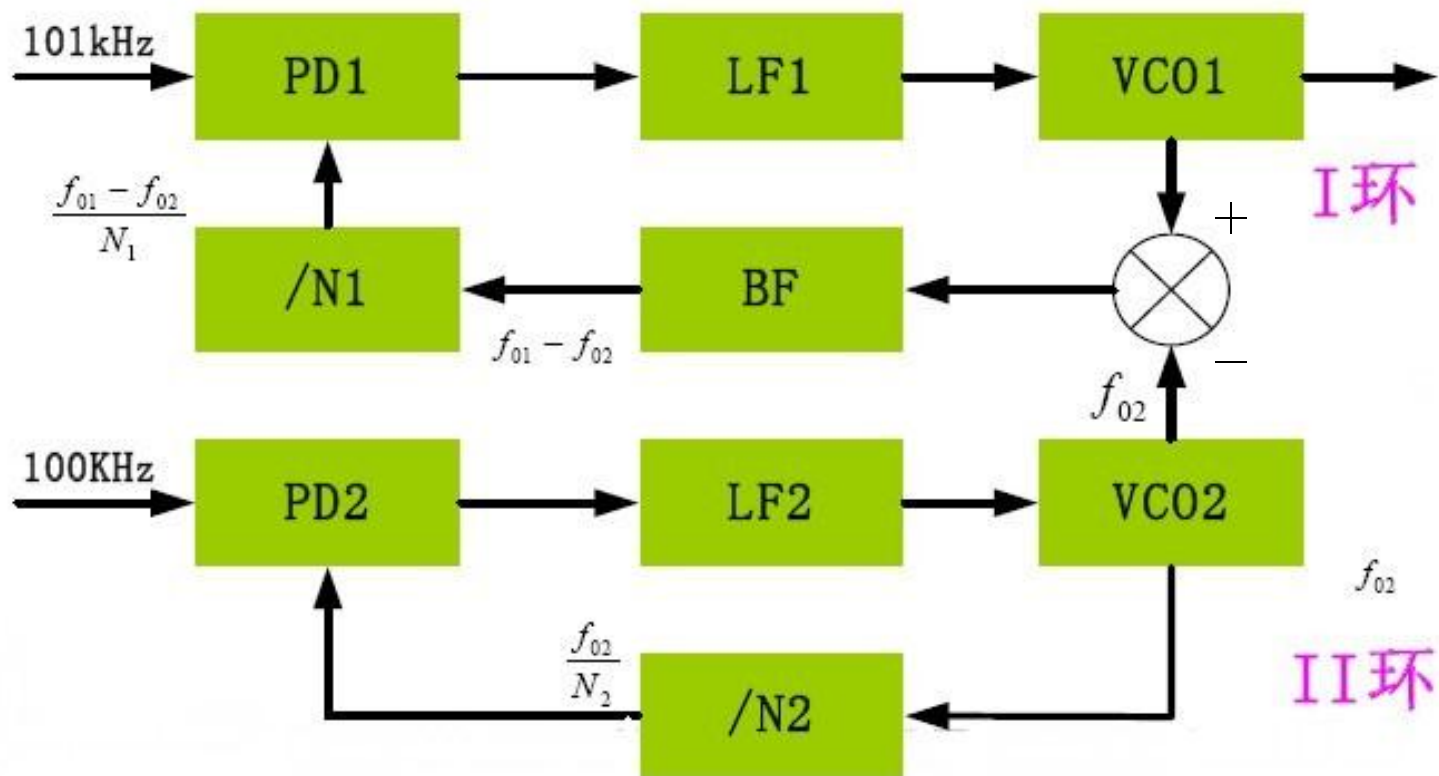


➤
$$f_{\text{out}} = f_{\text{ref}} * [N(P-Q) + Q(N+1)] / P$$

小数分频频率合成器原理

- N 表示整数部分， F 表示小数部分，总平均分频比为 m ， $m=N+F$ 。
- 例如 $m=5.3$ ，则 $m=5+0.3=N+F$ ， $F=0.3$ 。要使 F 变为最小整数只有乘以10，所以一个循环周期内的分频次数为 $P=10$ ，即 $P \times F=10 \times 0.3=3=Q$ 。 Q 为一个循环周期内删除脉冲的个数。
- $P=10$ 次分频中，必须 $P-Q=7$ 次进行 $N=5$ 分频，还有 $Q=3$ 次进行 $(N+1)$ 分频，则一个循环周期内总的平均分频比为 $m=(N \times (P-Q)+(N+1) \times Q)/P=5.3$ 。

双环锁相频率合成器P.216

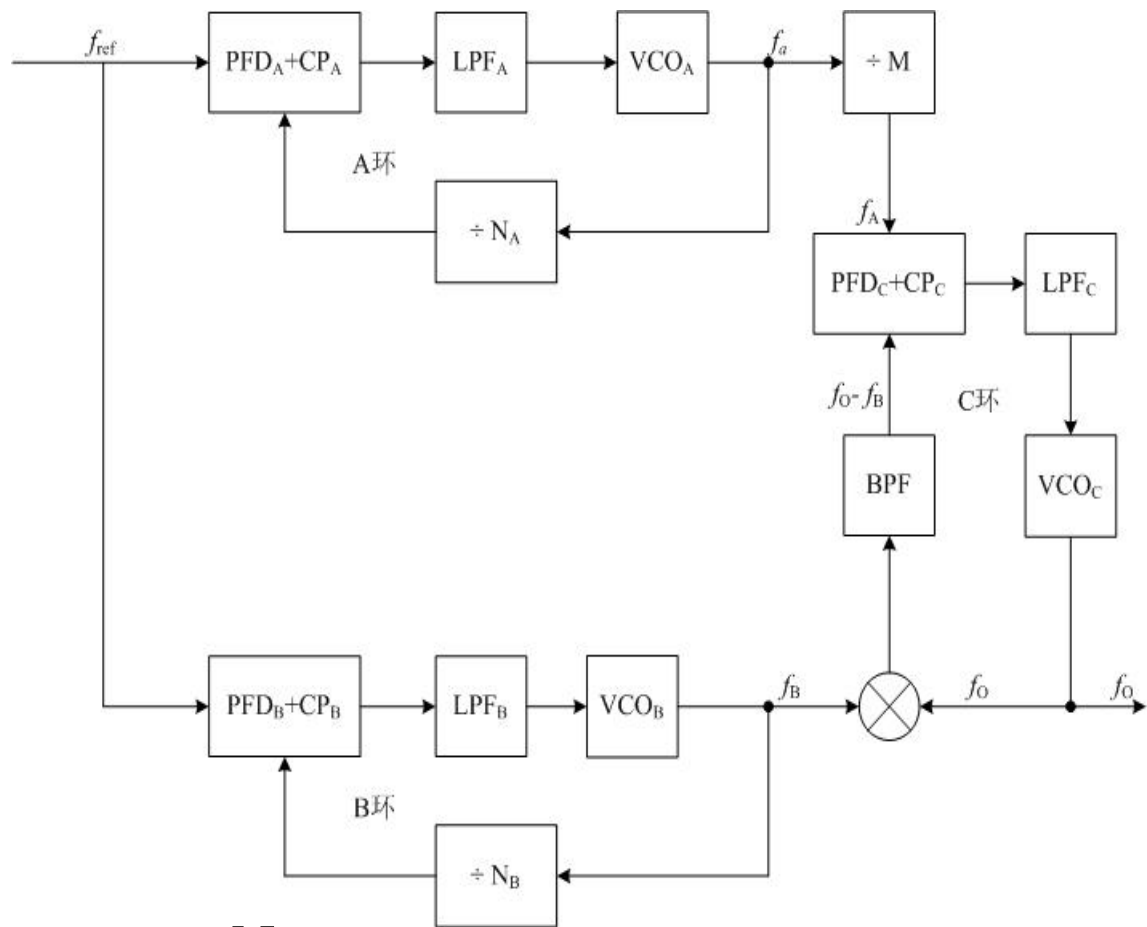


$$f_0 = f_{01} = N_1 f_{r1} + N_2 f_{r2}$$

$$\Delta f_0 = |f_{r1} - f_{r2}|$$

三环锁相频率合成器P.215

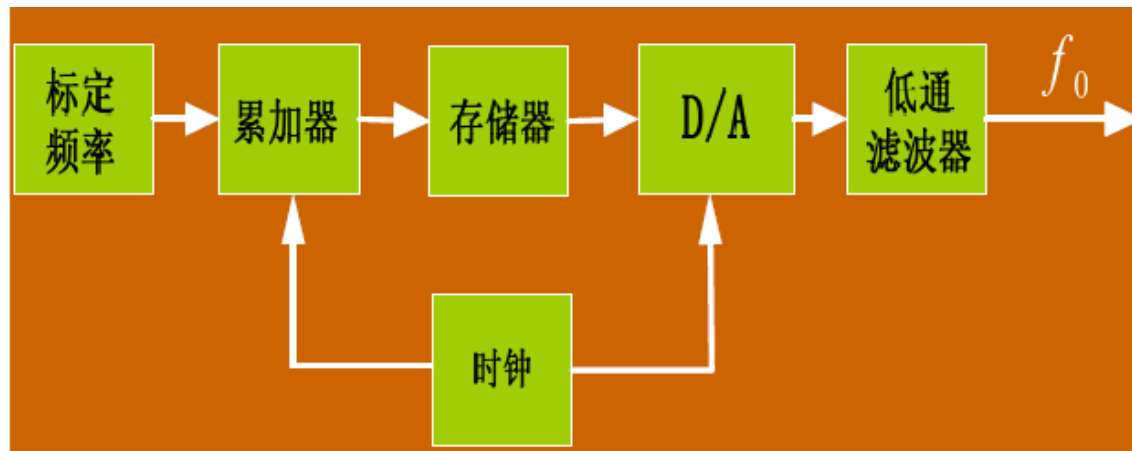
- A环输出 f_a 经后置固定分频器 M 分频后的频率为 f_A ，因此 $f_A = (f_{\text{ref}} N_A) / M$ ， f_A 的分辨率 $\Delta f_A = f_{\text{ref}} / M$ 较单环分辨率提高了 M 倍。
- 由于经后置固定分频器分频，故 f_A 是较低的。A环是输出频率较低的高分辨率环，也称低位环。B环中， $f_B = f_{\text{ref}} N_B$ ，可以使B环工作在系统所需的频率范围之内。B环也称高位环。C环为混频相加环。
- 输出频率 f_o 与分辨率 Δf_o 的关系为



$$f_o = \frac{N_A}{M} \cdot f_{\text{ref}} + N_B \cdot f_{\text{ref}}$$

$$\Delta f_o = f_r / M$$

直接数字合成P.216



- 由正弦函数关系式利用计算机求解瞬时正弦函数幅值，将幅值送入数模转换器得出所需要频率的正弦信号。
- 用硬件**ROM**取代软件再利用数模转换器成所需频率。

直接数字合成的特点

- 正弦波信号的量化，沿其相位方向轴取样。步长越小，则采样所获得的信号越接近正弦波。
- 系统的分辨率为： $\Delta f_o = f_{CLK}/2^N$
- 最高输出频率： $f_{omax} = f_{CLK}/2$

