

第八章 反馈控制电路

环路中有两种不同的自动调节过程：

- 跟踪过程：环路原本锁定，由于外界因素造成环路失锁，而环路通过自身的调节过程可以重新维持锁定的过程。类比：甲同学按照一定的速度跑步，乙同学与甲同学相差 $\frac{1}{4}$ 圈以内，与甲同学的速度一样，甲同学突然加速，乙同学努力去提速，比较容易跟上甲同学的速度。
- 捕捉过程：环路原本失锁，闭合后环路通过自身的调节由失锁进入锁定的过程。类比：甲同学按照一定的速度跑步，乙同学从零速度或较低的速度开始逐渐追赶，跑一段时间后才有可能赶上甲同学的速度，并相差 $\frac{1}{4}$ 圈以内，但是很困难，也有可能赶不上。

若环路原本是失锁的，但环路能够通过自身的调节由失锁进入锁定的过程称为捕捉过程。

能够由失锁进入锁定所允许的最大输入固有角频差 $|\Delta\omega_i|$ 称为捕捉带，用 $\Delta\omega_p$ 表示。

一般情况下，捕捉带不等于同步带，且前者小于后者，锁相环路的捕捉过程属于非线性过程，在工程上广泛采用相图法进行分析。

一、相图概念

以相位差 $\varphi_e(t)$ 为横坐标，以 $\frac{d\varphi_e(t)}{dt} = \dot{\varphi}_e(t)$ 为纵坐标构成的平面称为相平面。

相平面内的任意点称为相点，它表示一个状态点。

系统的状态随时间的变化过程可以用相点在平面上的移动过程来表示，相点的移动描述出的曲线称为相轨迹，绘有相轨迹的平面称为相图。

PLL的阶:因为VCO是一个理想的积分器, 所以锁相环路的阶数为 $n+1$, n 为LF的阶数。如当采用一阶无源RC积分滤波器时, 则PLL为二阶。通过闭环传递函数 $H(s)$, 其分母中 s 的最大指数, 即为PLL的阶数。

二、一阶环路捕捉过程的讨论

无环路滤波器 ($A_F(p)=1$) 的锁相环为一阶环, 其动态方程为 $p\varphi_i = p\varphi_e + A_d A_0 \sin \varphi_e(t)$

或 $\frac{d\varphi_e}{dt} = p\varphi_e(t) = \Delta\omega_e(t) = \Delta\omega_i - A_d A_0 \sin \varphi_e(t)$

由此画出一阶环的相图如图8.4.1所示。

在图 (a) 中
各A、B点处均满足

$$\frac{d\varphi_e}{dt} = p\varphi_e(t) = \Delta\omega_e = 0$$

的条件，环路锁定，
为平衡点。

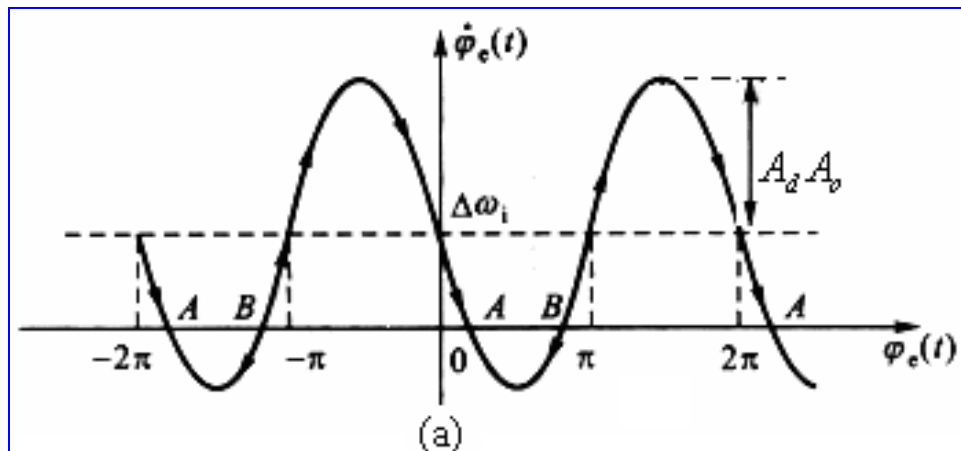


图8.4.1 一阶环路的动态方程图解

当外因影响造成 $p\varphi_e \neq 0$ 时，若 $p\varphi_e > 0$ ， $\frac{d\varphi_e}{dt} > 0$

（横坐标以上的上半面）即相位误差 φ_e 随时间的增加而
增加，所以相点必然沿着相轨迹从左向右转移；

若 $p\varphi_e < 0$ ， $\frac{d\varphi_e}{dt} < 0$ （横坐标以下的下半面），即相位误差 φ_e 随时间的增加而减小，相点必然沿着相轨迹从右向左转移。所以，A点为稳定的平衡点。

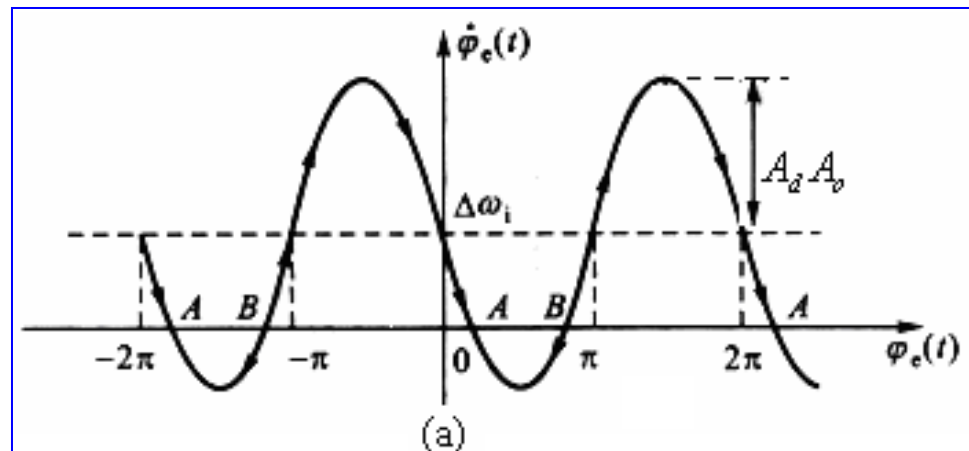


图8.4.1 一阶环路的动态方程图解

B点为不稳定平衡点，一旦状态偏离了B点，就会沿箭头所示方向进一步偏离B点，最终稳定到邻近的稳定平衡点A，而不可能再返回B点。

令纵轴值为0，求出此时对应的 φ_e

锁定状态的稳态相位差

$$\varphi_{e\infty} = \arcsin \frac{\Delta\omega_i}{A_d A_0} + 2n\pi$$

式中， n 为正整数。

随着 $\Delta\omega_i$ 的增加，A、B两点逐渐靠近，当 $\Delta\omega_i = A_{\Sigma 0}$ 时，A、B两点重合，无稳定的平衡点，环路无法锁定，如图(b)、(c)所示。

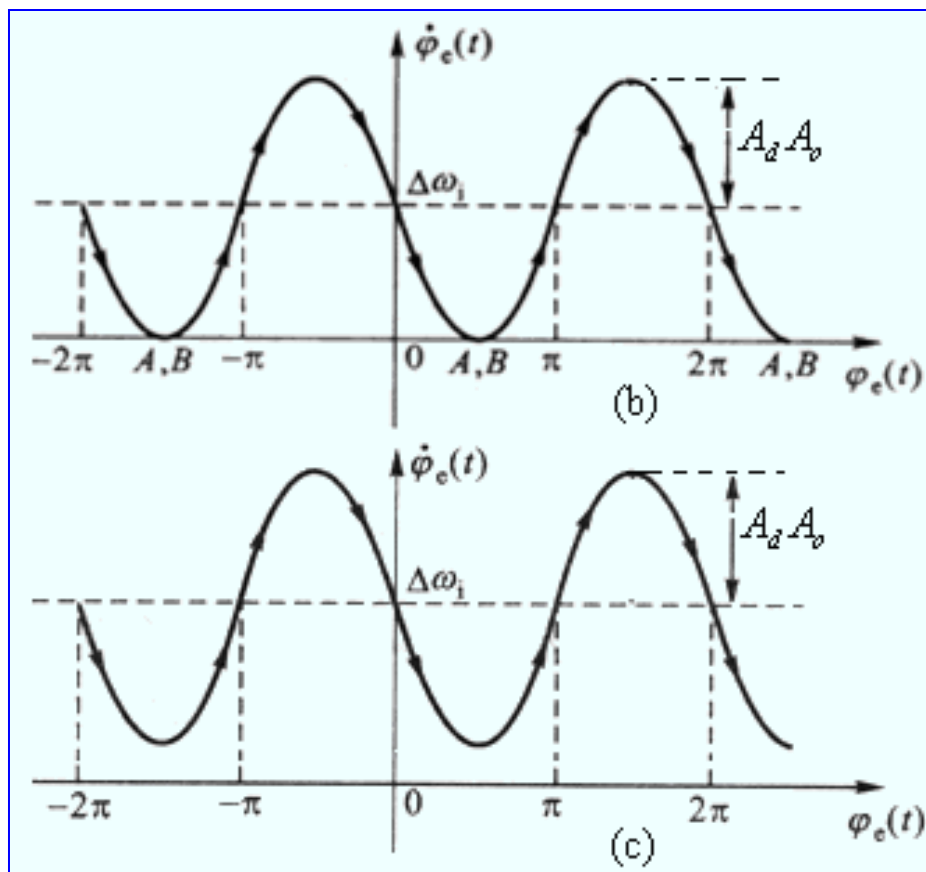


图8.4.1 一阶环路的动态方程图解

所以，环路能够锁定所允许的最大 $\Delta\omega_i$ 称为同步带，用

$\Delta\omega_L$ 表示。显然 $\Delta\omega_L = \pm A_{\Sigma o} = \pm A_d A_o A_F(0)$

一阶环 $\Delta\omega_L = \pm A_d A_o$

由上面的讨论可以得到以下两点：

1、当 $|\Delta\omega_i| < A_d A_o$ 时，因为在每一个 2π 区间之内都有一个稳定的平衡点A，所以不论起始状态处于相轨迹上哪一点，环路均会在一周期内到达A点，即 $\varphi_e(t)$ 的变化量都不会超过 2π ，即一阶环路捕捉过程不经过周期跳跃。

快捕带 $\Delta\omega_c$

不经过周期跳跃就能入锁的捕捉过程称为快捕过程，对应快捕所允许的最大固有角频差称为快捕带，用符号 $\Delta\omega_c$ 表示。

捕捉带 $\Delta\omega_p$

同步带与捕捉带分别对应着FFL的跟踪和捕捉两种回归稳定的方式

环路能够进入锁定所允许的最大 $|\Delta\omega_i|$ 称之为捕捉带，用 $\Delta\omega_p$ 表示。

一阶环路的快捕带 $\Delta\omega_c = \pm A_d A_0$

根据捕捉带的定义，一阶环的捕捉带同样为

$$\Delta\omega_p = \pm A_d A_0$$

且捕捉时间长短与初始状态有关。

综上所述，一阶环路的同步带、捕捉带和快捕带都相等，在数值上等于环路直流总增益，即

$$\Delta\omega_L = \Delta\omega_p = \Delta\omega_c = \pm A_{\Sigma 0} = \pm A_d A_0$$

例 8.4.1 已知一阶锁相环路鉴相器的 $A_d = 2\text{V}$ ，压控振荡器的 $A_0 = 10^4 \text{Hz/V}$ 固有振荡频率 $f_r = 10^6 \text{Hz}$ ，问当输入信号频率 $f_i = 1015 \times 10^3 \text{Hz}$ 时，环路能否锁定？若能锁定，试求稳态相位差和此时的控制电压。

解：由题意知，环路的直流总增益

$$A_{\Sigma 0} = A_d A_0 = 2 \times 10^4 (\text{Hz}) = 4\pi \times 10^4 (\text{rad/s})$$

固有角频差

$$\Delta\omega_i = 2\pi\Delta f_i = 2\pi \times (f_i - f_r) = 2\pi \times (1.015 - 1) = 30\pi \times 10^3 (\text{rad/s})$$

所以，环路的捕捉带

$$\Delta\omega_p = A_{\Sigma 0} = 4\pi \times 10^4 (\text{rad/s})$$

显然, $\Delta\omega_p > \Delta\omega_i$, 所以环路可以锁定。

由 (8.4.3) 式知, 环路锁定后的稳态相位误差为

$$\varphi_{e\infty} = \arcsin \frac{\Delta\omega_i}{A_d A_0} = \arcsin \frac{30\pi \times 10^3}{4\pi \times 10^4} = 48.59^\circ$$

要维持此相差的误差电压为

$$v_c = v_d = A_d \sin \varphi_e(t) = 2 \sin 48.59^\circ = 1.5(\text{V})$$

2、当 $|\Delta\omega_i| > A_d A_0$ 时

设 $\Delta\omega_i = \omega_i - \omega_r$ ，闭合前：VCO的角频率为 ω_r 即此时 $\omega_o = \omega_r$ ，所以 $\omega_i = \omega_e$

环路闭合的瞬间，由PD产生 $v_d(t) = A_d \sin \varphi_e(t)$

此时 $\varphi_e(t) = \varphi_i(t) - \varphi_o(t) = \int_0^t \Delta\omega_i dt = \Delta\omega_i t$

即 $v_d(t) = A_d \sin \Delta\omega_i t$

此时， $v_d(t) = A_d \sin \Delta\omega_i t = v_c(t)$ ，使 $\omega_o(t)$ 在 ω_r 上下摆动，而 ω_i

又是恒定的，所以它们之间的差拍频率 $(\omega_i - \omega_o)$ 也将

随时间摆动。

当 $\omega_o > \omega_r$ 时, $(\omega_i - \omega_o)$ 减小, $p\varphi_e$ 小, $\varphi_e(t)$ 随时间增长慢。

$\omega_o > \omega_r$ 时, $\omega_i - \omega_o < \omega_i - \omega_r$, 因此此时 $\omega_e(p\varphi_e)$ 会减小, 有 $\omega_e = \omega_e t$, 所以 $\varphi_e(t)$ 会随着时间增长变缓

当 $\omega_o < \omega_r$ 时,
 $(\omega_i - \omega_o)$ 增大, $p\varphi_e$ 大,
 $\varphi_e(t)$ 随时间增长快。
 如图8.4.2 (a) 所示。

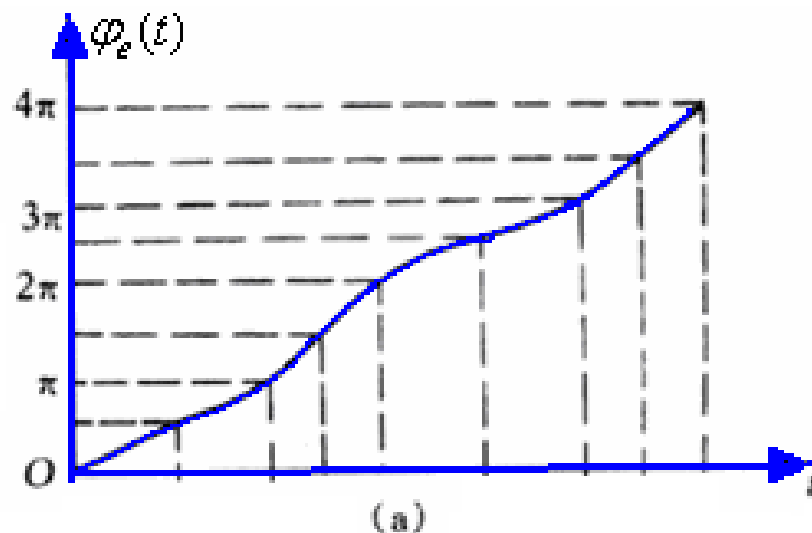


图8.4.2 失锁时, 一阶环的捕捉过程示意图

显然, $v_d(t)$ 不再是正弦波, 而是正半周长、负半周短的不对称波形, 如图 8.4.2 (b) 所示。

若压控振荡器的频率控制特性是线性的, 即

$$\Delta\omega_o(t) = A_0 v_d(t), \text{ 使压控}$$

振荡器的振荡频率的变化部分与 $v_d(t)$ 相同。

如图 8.4.2 (c) 所示。

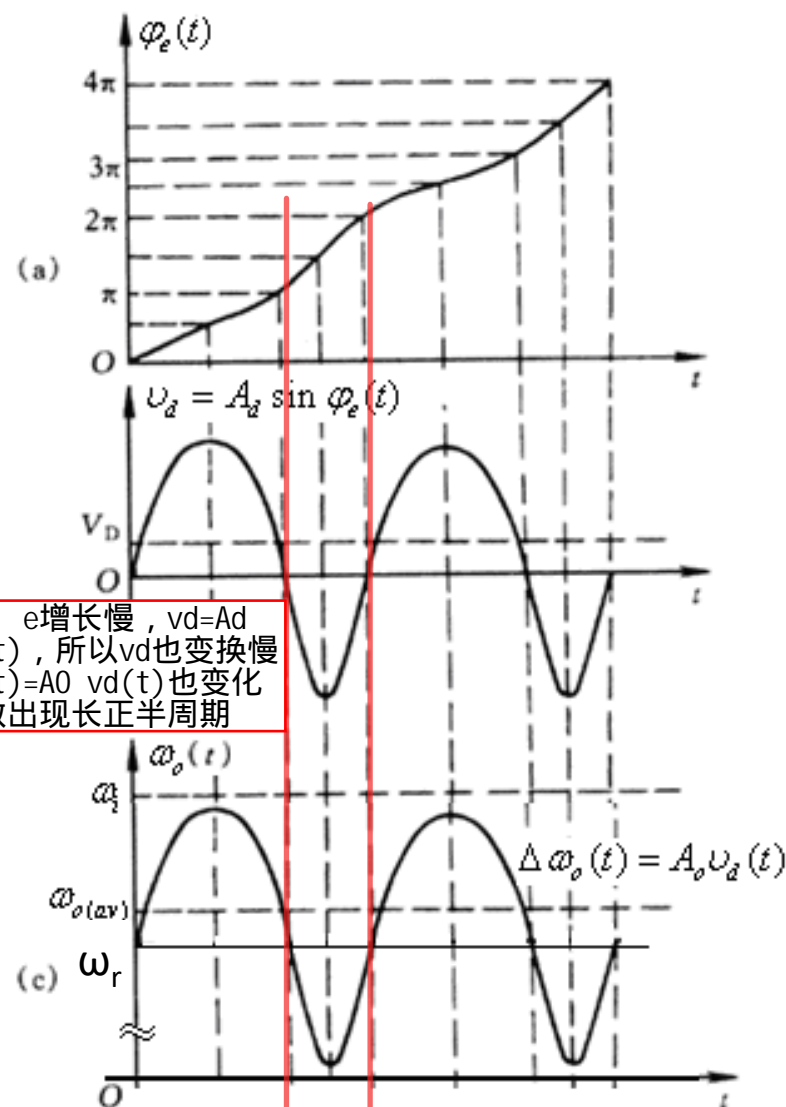


图 8.4.2 失锁时, 一阶环的捕捉过程示意图

由于 $v_d(t)$ 波形上下不对称，其直流成分控制VCO，使VCO的平均频率 $\omega_{o(av)}$ 靠近输入信号的频率 ω_i ，如图8.4.2 (c) 所示。

频率牵引
(Frequency Pulling) 现象：

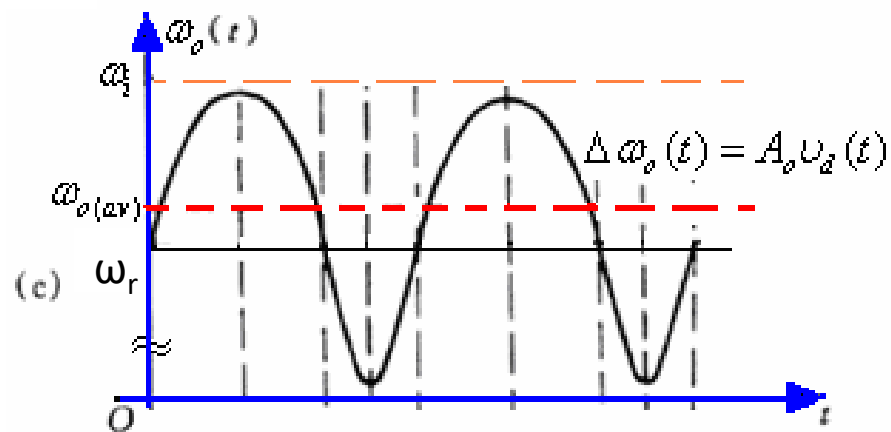


图8.4.2 失锁时，一阶环的捕捉过程示意图

环路虽然不能锁定，但由于环路的控制作用，使VCO的平均频率向 ω_i 接近了的现象。

✓ 由于 ω_o 的平均值由 ω_r 上升到 $\omega_{o(av)}$ ，这个新的 ω_o 再与 ω_i 差拍，得到更低的差拍角频率，相应的 $\varphi_e(t)$ 随时间增长更慢，鉴相器的输出电压的频率更低，且上、下不对称程度更大，压控振荡器的平均角频率 $\omega_{o(av)}$ 进一步接近输入信号角频率 ω_i ，如此循环，最终使环路进入快捕状态，通过快捕进入锁定。

三、二阶环路捕捉过程的讨论

一阶环路的缺陷：可供调整的参数只有直流总增益 $A_d A_o$ ，且环路的各种重要特性也都由它来决定。如若希望环路的同步范围大和稳态相差小，则要求增益 $A_d A_o$ 大。但在增大 $A_d A_o$ 的同时，环路的上限频率 ω_H 也提高了，结果将使环路的滤波性能变坏。



二阶环的路的同步带 $\Delta\omega_L = \pm A_d A_o A_F(0)$

实际上，任何环路的同步带均等于环路直流总增益 $A_{\Sigma 0}$ 。

在二阶环路中，其捕捉过程中的快捕锁定过程与一阶环路相同，但其频率牵引过程却与一阶环不同。

1、二阶环路捕捉过程的定性讨论

(1) 若 $\Delta\omega_i$ 很大, 其值超过LF的通频带, v_d 不能通过。

LF无 $v_c(t)$ 输出, 即 $v_c = 0$, 其频率将维持在 ω_r 上不变。

环路无法锁定——失锁。

(2) 若 $\Delta\omega_i$ 很小, 其值在LF的通带内, 则 v_d 经LF产生 v_c , 控制VCO的角频率 ω_o 使之在 ω_r 上下按正弦规律摆

动。一旦能够摆动到 ω_i 并符合正确的相位关系时, 环路

锁定, PD的输出为 $v_d = A_d \sin \varphi_{e\infty}$ 直流。

(3) 若 $\Delta\omega_i$ 处于上两者之间，又有以下两种情况：

(A) $\Delta\omega_i$ 较大，其值虽已超出环路滤波器的通频带范围，PD的输出通过LF有很大衰减，但仍有 v_c 产生，以控制VCO的振荡角频率，只要能使 ω_o 摆动到 ω_i 上，环路就能锁定。

(B) $\Delta\omega_i$ 比 (A) 大

显然， v_d 经LF后的衰减更大，加到VCO上的 v_c 很小。VCO的 ω_o 在 ω_r 上、下摆动的幅度更小。使 ω_o 不能摆到 ω_i 上，但由于 ω_i 是恒定的，而 ω_o 又在 ω_r 上下摆动，因而

他们之间的差拍 $\omega_i - \omega_o$ 将相应随时间摆动。使 v_d 不再是正弦波，而是正半周长负半周短的不对称波形。

v_d 中的平均分量 (V_D) 和基波分量 ($V_d \sin \varphi_e$) 可由LF取出加到VCO上，且 V_D 为正值。正的 V_D 使VCO的 ω_o 的平均值由 ω_r 上升到 $\omega_{r(av)}$ 。显然，通过这样的反馈和控制过程，使 ω_o 的平均值向 ω_i 靠近，这个新的 ω_o 再与 ω_i 差拍，得到更低的差拍角频率，相应的 $\varphi_e(t)$ 随时间增长更慢，PD的输出电压的波形频率更低，且上、下不对称程度更大，其直流分量 V_D 增大。

如此循环，环路进入快捕状态，通过快捕达到锁定。

简单的讲，由于二阶环含有环路低通滤波器，使VCO的振荡频率变化量（受控角频差） $\Delta\omega_o(t)$ 不再与 $v_d(t)$ 成正比，而是与 $v_d(t)$ 的平均成分 V_D 及基波分量 $V_d \sin \varphi_e$ 成正比。

图8.4.3示出了上述捕捉过程中鉴相器输出电压 v_d 的波形。由图知，频率牵引过程需经过若干个差拍周期，所需时间较长。

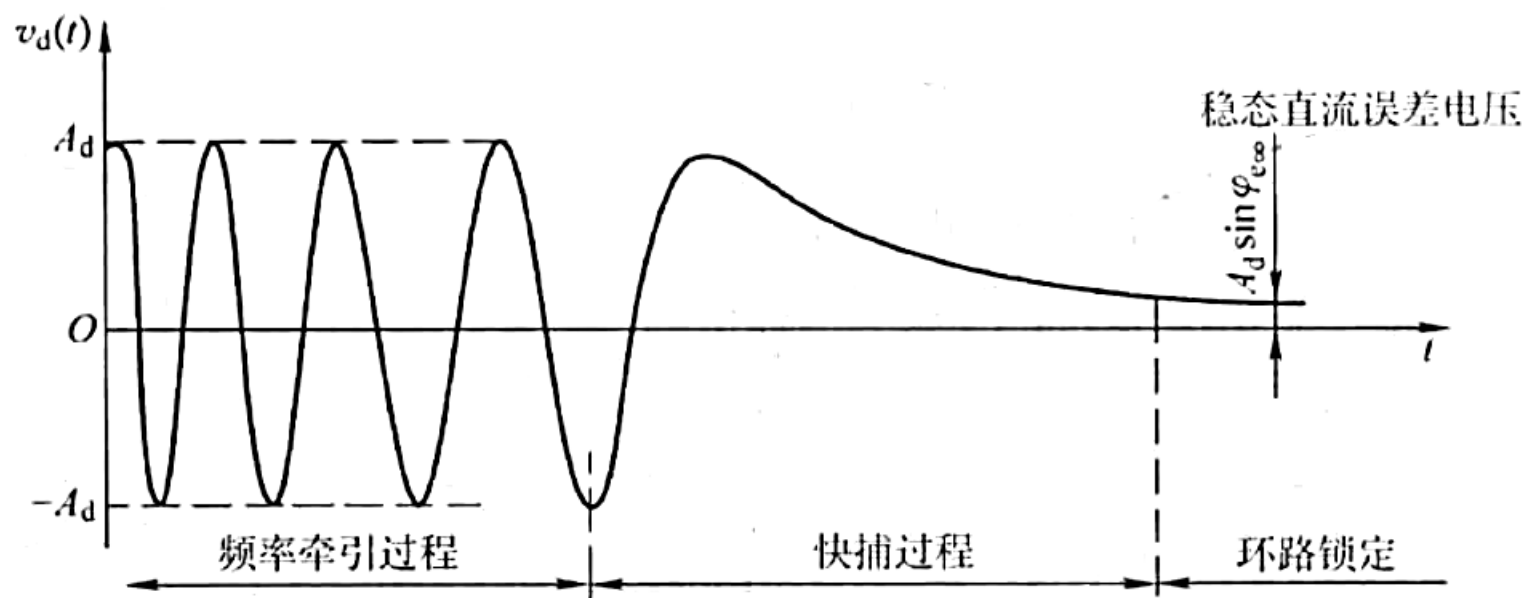


图 8.4.3 捕捉过程中鉴相器输出电压 v_d 的波形

例如，若二阶环路中采用的环路滤波器为有源比例积分滤波器，其幅频特性为图8.4.4所示。

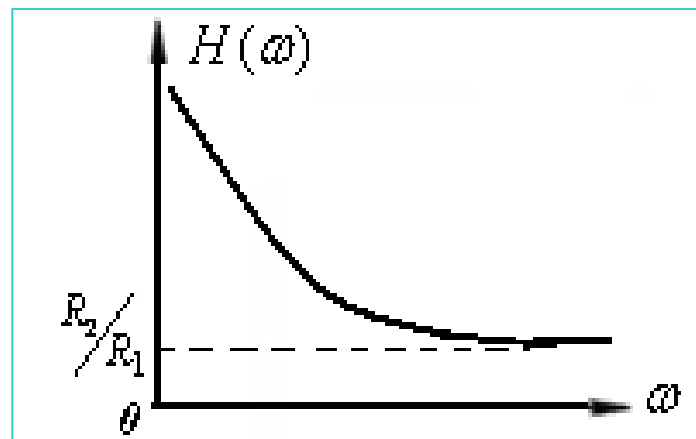


图8.4.4 有源比例积分滤波器的幅频特性

显然即便使 $\Delta\omega_i = \omega_i - \omega_r$ 很大，该滤波器的幅频特性仍保持在 $\frac{R_2}{R_1}$ 上，滤波器仍有一定的控制电压输出，控制电压中的直流分量将迫使压控振荡器的角频率向 ω_i 靠拢。

在一阶环路中，由于鉴相器输出的控制电压总是小于使压控振荡的角频率从 ω_r 变化到 $(\omega_i - A_d A_0)$ 所需的控制电压，因而尽管它能使压控振荡器的频率向输入信号频率靠近，但不能使环路进入锁定状态。

在二阶环路中，由于有低通滤波器作为环路滤波器，它相当于一个积分器，将鉴相器输出的直流分量积分。从而使环路滤波器输出的控制电压不断增加，使压控振荡器的振荡频率不断向输入信号频率靠近，直至环路进入相位锁定状态。如果有源积分滤波器为理想积分滤波器，那么不管固有频差为多大，经过频率牵引总能使环路达到锁定状态。

这就是说，理想积分滤波器作为环路滤波器的二阶环路其捕捉带为无穷宽。但实际上，理想的有源积分滤波器是不存在的，另外，压控振荡器的频率调整范围是有限的，因此，实际二阶环路的捕捉频带为有限值。

2、二阶环路快捕带 ($\Delta\omega_c$) 的计算

由前面分析知，在快捕过程中，加到VCO上的控制电压 $v_c \approx A_d A_F (\Delta\omega_c)$

VCO产生的最大控制角频差 $\Delta\omega_o \cong A_d A_o A_F (\Delta\omega_c)$

环路锁定时 $\Delta\omega_i = \Delta\omega_c \approx A_d A_o A_F (\Delta\omega_c)$

该式即为求 $\Delta\omega_c$ 的公式。

那么重点就变成了根据不同的滤波器求出AF(WC)

例如采用无源RC滤波网络的二阶PLL:

若满足 $\Delta\omega_c \gg \frac{1}{RC}$ 的条件

则当 $\omega = \Delta\omega_c$ 时, 由于 $A_F(s) = \frac{V_c(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{1+sRC}$

令 $s = j\omega$

$$\therefore A_F(\Delta\omega_c) \approx \frac{1}{\sqrt{1+(\Delta\omega_c RC)^2}} \approx \frac{1}{\Delta\omega_c RC}$$

代入计算 $\Delta\omega_c$ 的公式中: $\Delta\omega_c \approx A_d A_o \frac{1}{\Delta\omega_c RC}$

故
$$\Delta\omega_c \approx \pm \sqrt{\frac{A_d A_o}{RC}} = \pm \sqrt{\frac{|\Delta\omega_L|}{\tau}} \quad \tau = RC$$

8.5 集成锁相环简介（自学）

L562是工作频率可达**30MHz**的多功能单片集成锁相环路，它的内部除包含鉴相器和压控振荡器**VCO**之外，还有三个放大器和一个限幅器。其中，**VCO**采用射极耦合多谐振荡器，限幅器用来限制环路的直流增益，通过调节限幅电平来控制直流增益，从而控制同步带。其内部组成如图**8.5.1(a)**所示，外引脚排列如图**8.5.1(b)**所示。

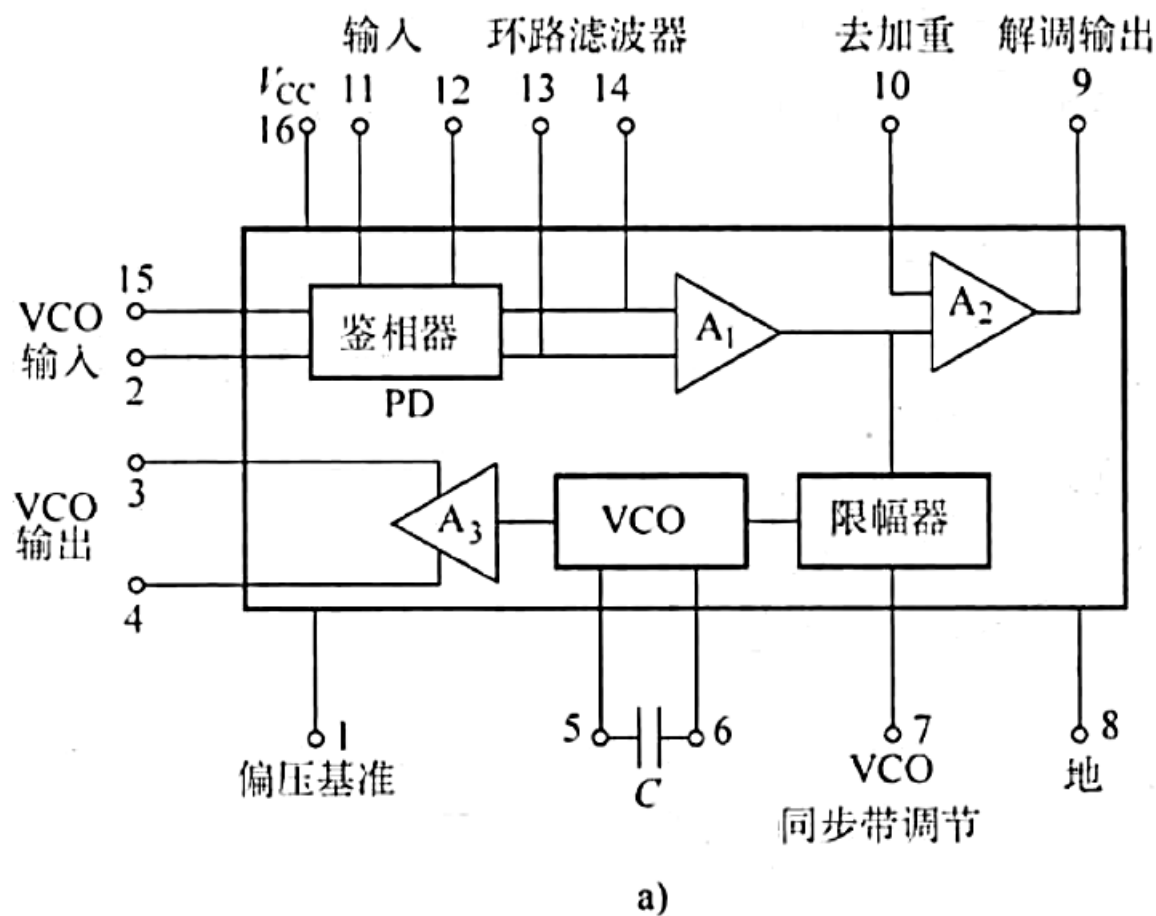


图 8.5.1 L562 通用集成锁相环内部电路组成及其引脚排列

SL565的组成方框图如图8.5.2 (a)所示，它的主要组成部分仍是鉴相器和**VCO**。鉴相器都是采用双差分对相乘器的乘积型鉴相器。**SL565**的工作频率可达**500kHz**，**VCO**采用积分—施密特触发型多谐振荡器，它由压控电流源 I_0 、施密特触发器、开关转换电路、电压跟随器 A_1 和放大器 A_2 组成。

其中，压控电流源 I_0 轮流地向外接电容**C**进行正向和反向充电，产生对称三角波电压，施密特触发器将它变换为对称方波电压，通过 A_1 和 A_2 去控制开关**S**，实现 I_0 对**C**轮流充电。

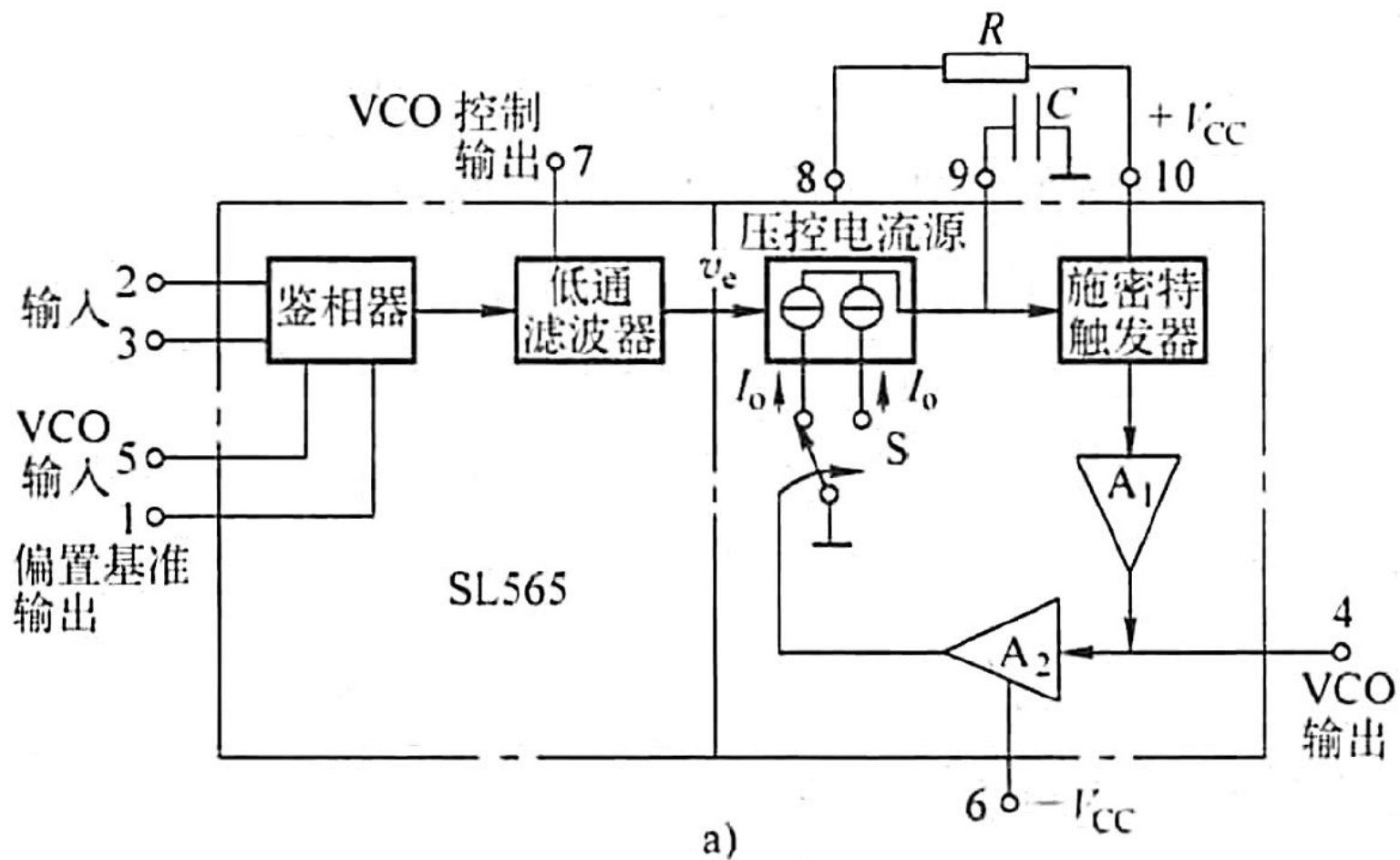


图8.5.2(a) SL565的内部电路

NE564的工作频率可达**50MHz**，是一种更适宜用作调频信号和移频键控信号解调器的通用器件，在它的组成框图中，输入端增加了振幅限幅器，用来消除输入信号中的寄生调幅，输出端增加了直流恢复和施密特触发器，用来对**FSK**信号进行整形。为了便于使用，**VCO**的输出通过电平转换电路产生**TTL**和**ECL**兼容的电平。

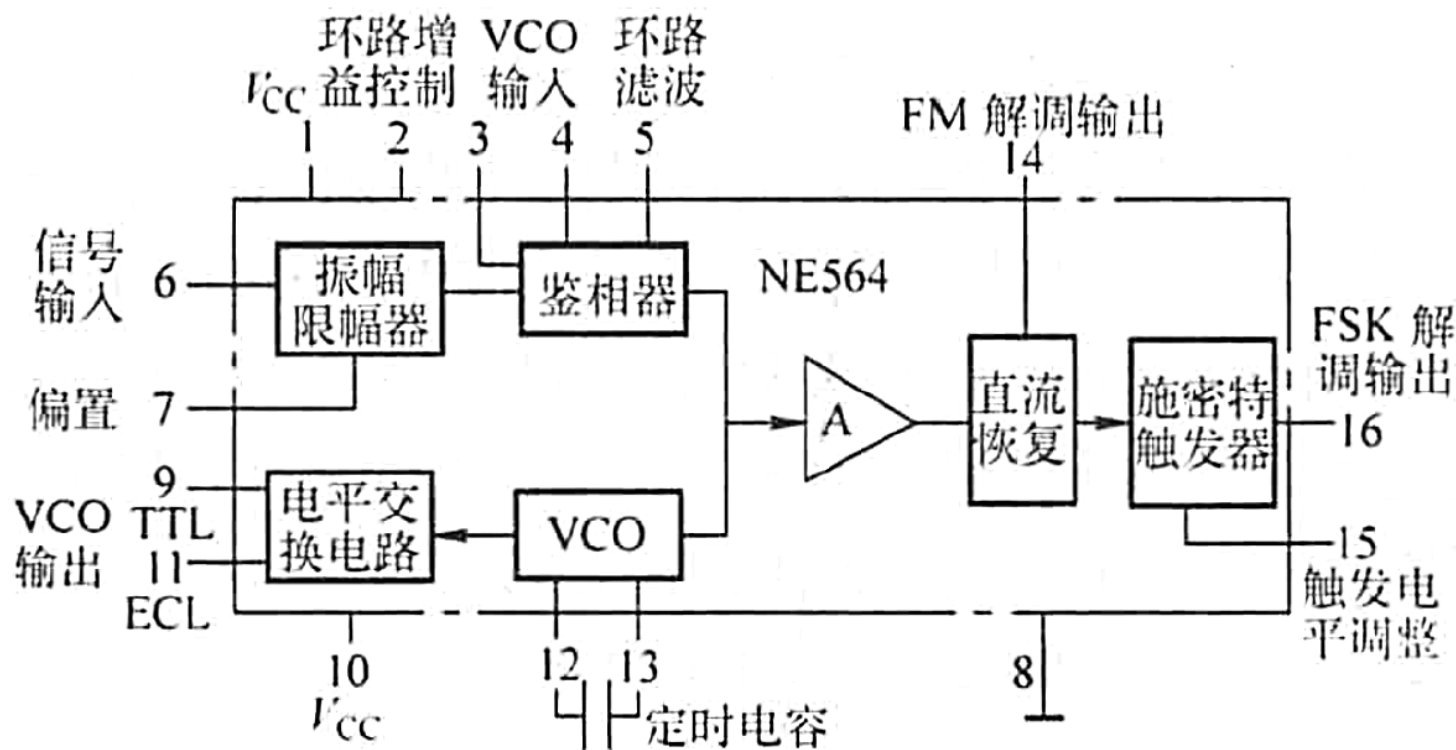


图8.5.2 (b) NE564的内部电路

8.6 集成锁相环的应用

锁相环路具有如下一些重要特性。

1、跟踪特性

一个已经锁定的环路，当输入信号稍有变化时，VCO的频率立即发生相应的变化，最终使得 $f_o = f_i$ 。

这种使压控振荡器的振荡频率 f_o 随输入信号频率 f_i 变化而变化的性能，称为环路的跟踪特性。

2、滤波特性

锁相环路通过环路滤波器的作用，具有窄带滤波特性，能将混进输入信号中的噪声和干扰滤除。

3、锁定状态无剩余频差

锁相环路是利用相位比较来产生误差电压。因而锁定时只有稳态相差，没有剩余频差。

4、易于集成化

组成锁相环路的基本部件都易于采用模拟集成电路。环路实现数字化后，更易于采用数字集成电路。环路集成化为减小体积、降低成本、提高可靠性等提供了条件。

6.6.1 锁相环路在调制与解调中的应用

1、锁相调频

图8.6.1为锁相环路调频器的方框图。

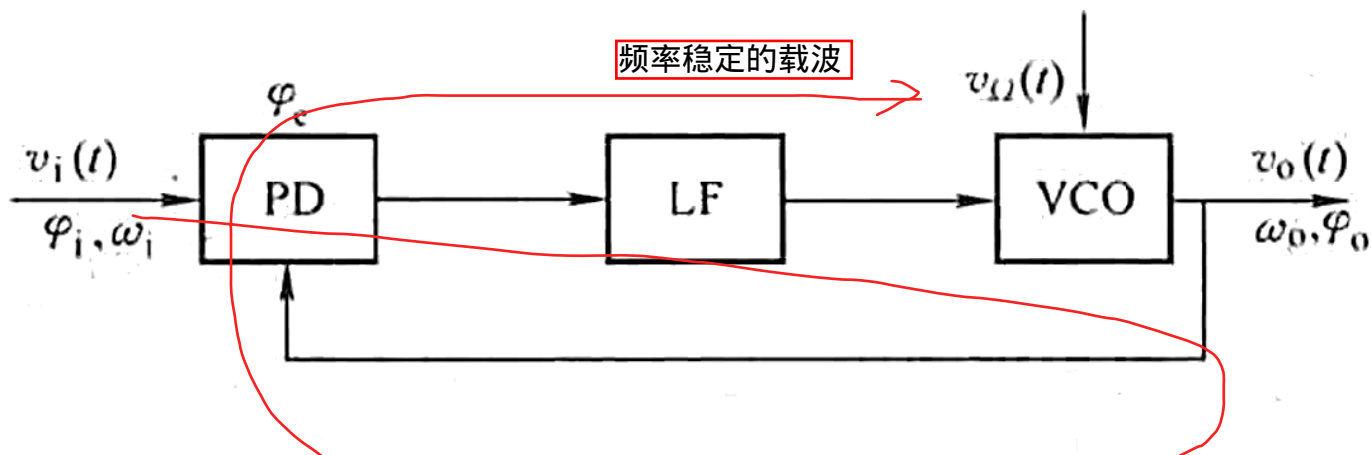


图 8.6.1 锁相环调频器的框图

实现调制的条件是调制信号的频谱要处于低通滤波器通带之外，并且调制指数不能太大。换句话说，只要环路滤波器的带宽做的足够窄，使它的带宽低于调制频率的下限，调制信号就不能通过低通滤波器，因而在锁相环内不能形成交流反馈，也就是调制频率对锁相环路无影响。调频部分直接使用VCO实现

显然，锁相环调频器能克服直接调频中心频率稳定度不高的缺陷。若控制压控振荡器的调制信号首先经过微分，再对VCO调频，即可实现载波跟踪型调相的功能。

2、调频波锁相解调电路

调频波锁相解调电路原理框图如图8.6.2所示。

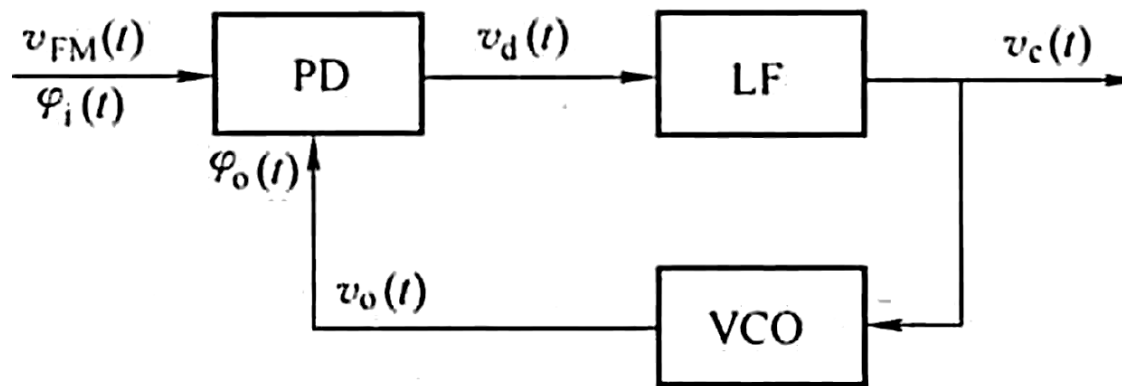


图 8.6.2 调频波解调电路框图

分析：设VCO的频率控制特性满足：

$$\Delta\omega_o(t) = \frac{d\varphi_o(t)}{dt} = A_o v_c(t)$$

则 $s\Phi_o(s) = A_o V_c(s)$

$\therefore \Phi_o(s) = H(s)\Phi_i(s)$

且 $V_c(s) = \frac{s\Phi_o(s)}{A_o} = \frac{sH(s)}{A_o} \Phi_i(s)$

设 $v_{FM} = V_{im} \cos \left[\omega_c t + \underbrace{M_f \sin \Omega t} \right]$

即 $\Delta\omega_i(t) = \underbrace{\Delta\omega_m \cos \Omega t}_{\boxed{\omega_i = \omega_c + k_f V_{im} \cos(\Omega t)}}$

相应地

$$\varphi_i(t) = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \cos\left(\Omega t - \cancel{\pi/2}\right) = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t = M_f \sin \Omega t$$

$\int \Delta\omega_i(t) dt$

而 $\varphi_i(t)$ 的复振幅为: $\varphi_{im}(j\Omega) = \frac{\Delta\omega_m}{j\Omega}$


令式 $\dot{V}_c(s)$ 中的 $s = j\Omega$:

$$V_c(s) = \frac{s\Phi_o(s)}{A_o} = \frac{sH(s)}{A_o} \Phi_i(s)$$

于是可以知:

$$\dot{V}_{cm}(j\Omega) = \frac{j\Omega}{A_o} H(j\Omega) \frac{\Delta\omega_m}{j\Omega} = \frac{H(j\Omega)}{A_o} \Delta\omega_m$$

当PLL的带宽大于调频波中调制信号的带宽时, $H(j\Omega) = 1$


$$V_{cm} = \frac{\Delta\omega_m}{A_o}$$

那么所得到的解调输出电压为

$$v_c(t) = \frac{\Delta\omega_m}{A_o} \cos \Omega t$$

实现了线性解调。

需要说明的是，在调频波锁相解调电路中，为了实现不失真的解调，环路的捕捉带必须大于输入调频波的最大频偏，环路的带宽必须大于输入调频信号中调制信号的频谱宽度。

图8.6.3 为采用L562组成的调频波锁相解调器的外接电路

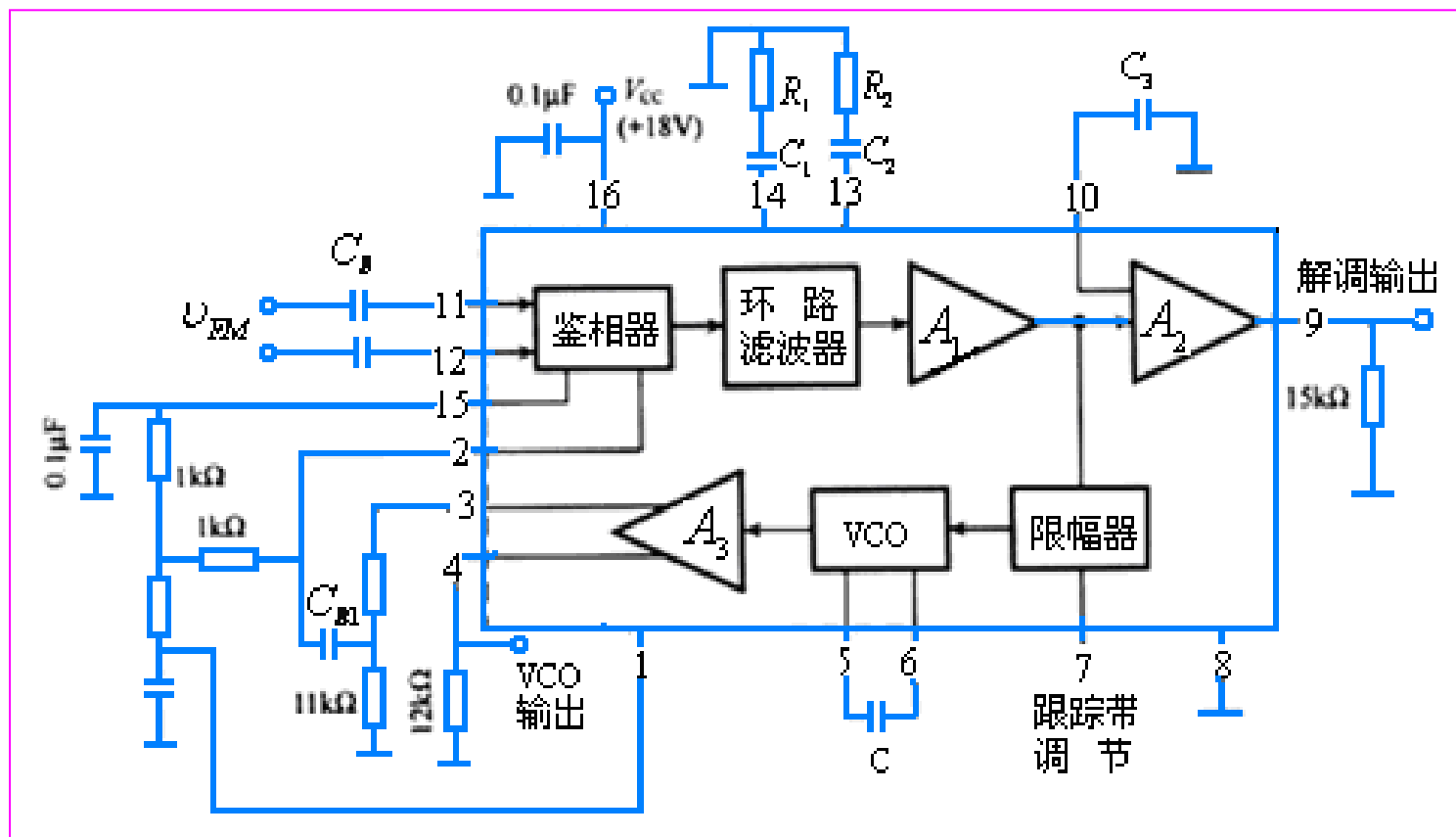


图8.6.3 采用L562组成的调频波锁相鉴频器的外接电路

- 输入信号电压 $v_i(t)$ 经耦合电容 C_B 以平衡方式加到鉴相器的一对输入端点11和12;
- VCO的输出电压从端点3取出, 经耦合电容 C_{B1} 以单端方式加到鉴相器的另一对输入端中的端点2, 而另一端点15则经 $0.1\mu F$ 的电容交流接地。
- 从端点1取出的稳定基准电压经 $1k\Omega$ 电阻分别加到端点2和15, 作为双差分对管的基极偏置电压。
- 放大器 A_3 的输出端点4外接 $12k\Omega$ 电阻到地, 其上输出VCO电压。
- 放大器 A_2 的输出端点9外接 $15k\Omega$ 电阻到地, 其上输出解调电压。
- 端点7注入直流电流, 用来调节环路的同步带。
- 端点10外接去加重电容 C_3 , 提高解调电路的抗干扰性。

例题8.6.1 用图6.6.4所示的锁相环路实现调频波的解调。设环路的输入

信号 $v_i(t) = V_{im} \cos(\omega_r t + 10 \sin 2\pi \times 10^3 t)$ ，已知 $A_d = 250\text{mV/rad}$ ， $A_1 = 40$

$A_0 = 2\pi \times 25 \times 10^3 \text{ rad/s}$ ，有源比例积分滤波器的参数为 $R_1 = 17.7\text{k}\Omega$ ，

$R_2 = 0.94\text{k}\Omega$ ， $C = 0.03\mu\text{F}$ ，试求放大器输出1kHz的音频电压振幅 $V_{\Omega m}$ 。

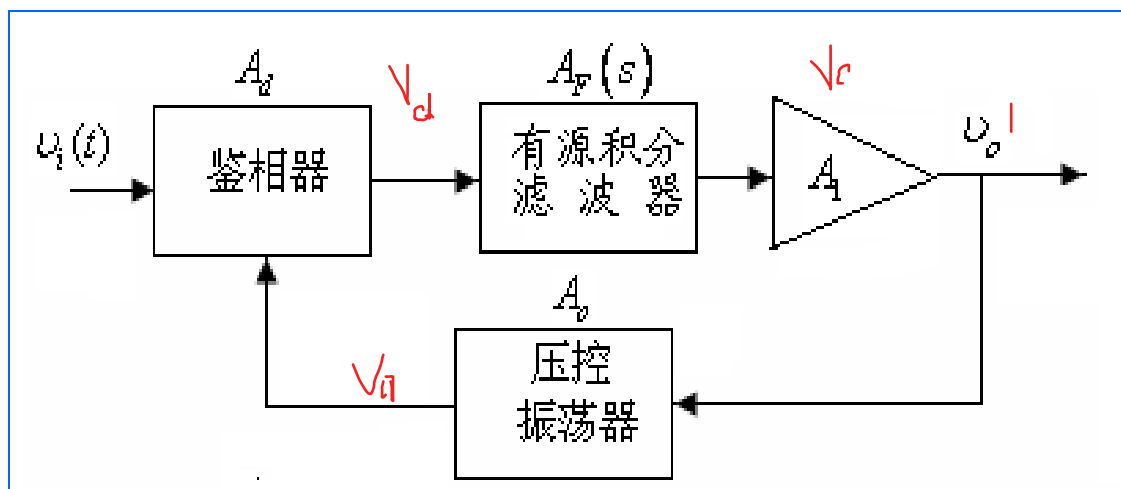


图8.6.4 例题8.6.1图

解：已知有源比例LF的传递函数为

$$A_F(s) = -\frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1 s} = -\frac{1 + R_2 C s}{R_1 C s}$$

代入 R_1 、 R_2 、 C 值，得

$$A_F(s) = \frac{2.8 \times 10^{-6} s + 1}{531 \times 10^{-6} s}$$

而环路的闭环传递函数：

$$H(s) = \frac{A_d A_0 A_1 A_F(s)}{s + A_d A_0 A_1 A_F(s)}$$

代入 $A_d A_0 A_1$ 值，得

$$H(s) = \frac{83.4 \times 10^3 (s + 35.5 \times 10^3)}{s^2 + 83.4 \times 10^3 s + 2.96 \times 10^9}$$

令 $s = j\Omega$ 得到频率特性

$$H(j\Omega) = \frac{83.4 \times 10^3 (j\Omega + 35.5 \times 10^3)}{-\Omega^2 + j83.4 \times 10^3 \Omega + 2.96 \times 10^9}$$

若 $\Omega = 2\pi F, F = 1\text{kHz}$, 代入

$$\begin{aligned} H(j2\pi \times 10^3) &= \frac{83.4 \times 10^3 (j\Omega + 35.5 \times 10^3)}{-4\pi^2 \times 10^6 + 2.96 \times 10^9 + j83.4 \times 10^3 \Omega} \\ &= \frac{2960.7 \times 10^6 + j83.4 \times 10^3 \Omega}{(2960 - 39.44) \times 10^6 + j83.4 \times 10^3 \Omega} \approx 1 \end{aligned}$$

$$v_i = V_{im} \sin(\omega_r t + i(t))$$

而由于 $v_i = V_{im} \sin(\omega_r t + 10 \sin 2\pi \times 10^3 t)$

设 $v_{FM} = V_{im} \cos[\omega_c t + M_f \sin \Omega t]$

即 $\Delta \omega_i(t) = \Delta \omega_m \cos \Omega t$

相应地

$$\varphi_i(t) = \frac{\Delta \omega_m}{\Omega} \cos(\Omega t - \frac{\pi}{2}) = \frac{\Delta \omega_m}{\Omega} \sin \Omega t = M_f \sin \Omega t$$

$\therefore \varphi_i(t) = 10 \sin 2\pi \times 10^3 t$

比较来说应该先求出 $i(t)$
然后做微分求 $\omega_i(t)$

$$\begin{aligned} \Delta \omega_i(t) &= 10 \cos(2\pi \times 10^3 t) \times 2\pi \times 10^3 \\ &= 20\pi \times 10^3 \cos(2\pi \times 10^3 t) \end{aligned}$$

而 $\Delta \omega_m = 20\pi \times 10^3 \text{ (rad/s)}$

故 $\dot{V}_{cm} = \dot{V}_{\Omega m} = \frac{H(j\Omega)}{A_0} \Delta \omega_m = \frac{\Delta \omega_m}{A_0} = \frac{20\pi \times 10^3}{50\pi \times 10^3} = 0.4$

$$v_{\Omega}(t) = V_{\Omega m} \cos(2\pi \times 10^3 t)$$

$$V_{\Omega m} = 0.4 \text{ V}$$

3、调幅信号的同步解调

利用锁相环的频率跟踪特性，就能够得到所需要的同步信号。然而，由于锁相环中的乘积型鉴相器的输入信号中，VCO输出电压与输入已调信号的载波电压之间有 $\pi/2$ 的固定相移，所以用作同步信号时应考虑到这一点，即需要将VCO的输出信号经 $\pi/2$ 相移网络，才能够得到同步信号。

实现电路框图如图8.6.5所示。

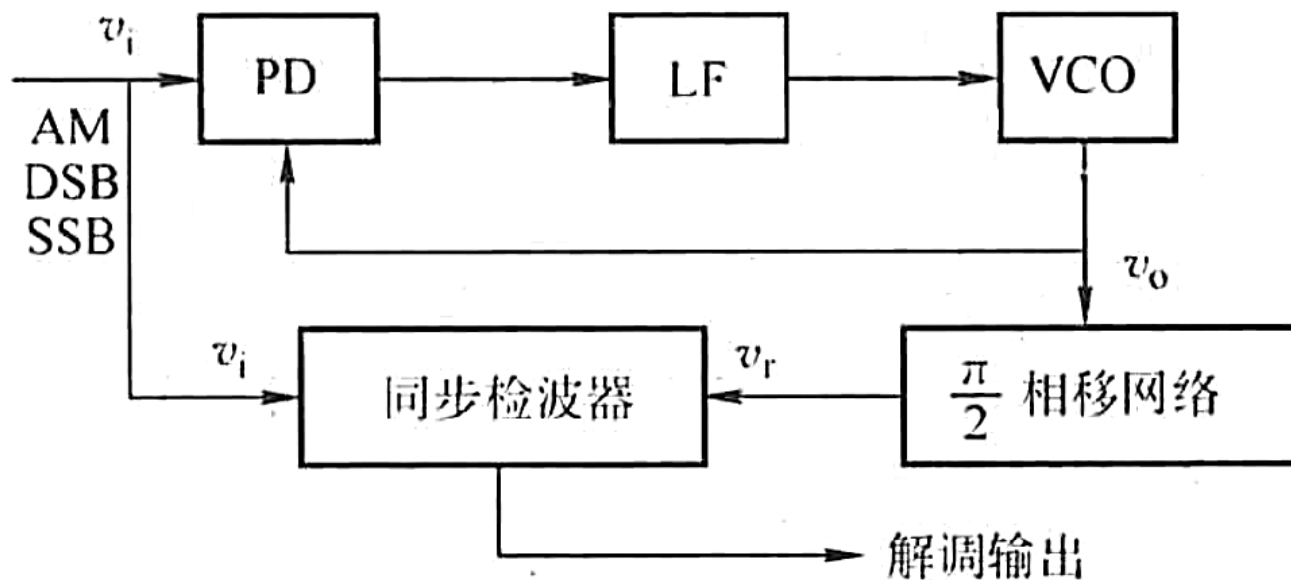


图 8.6.5 同步检波实现电路框图

图8.6.6所示是由通用多功能集成锁相环路NE561B作为AM信号同步检波器的外接线图。

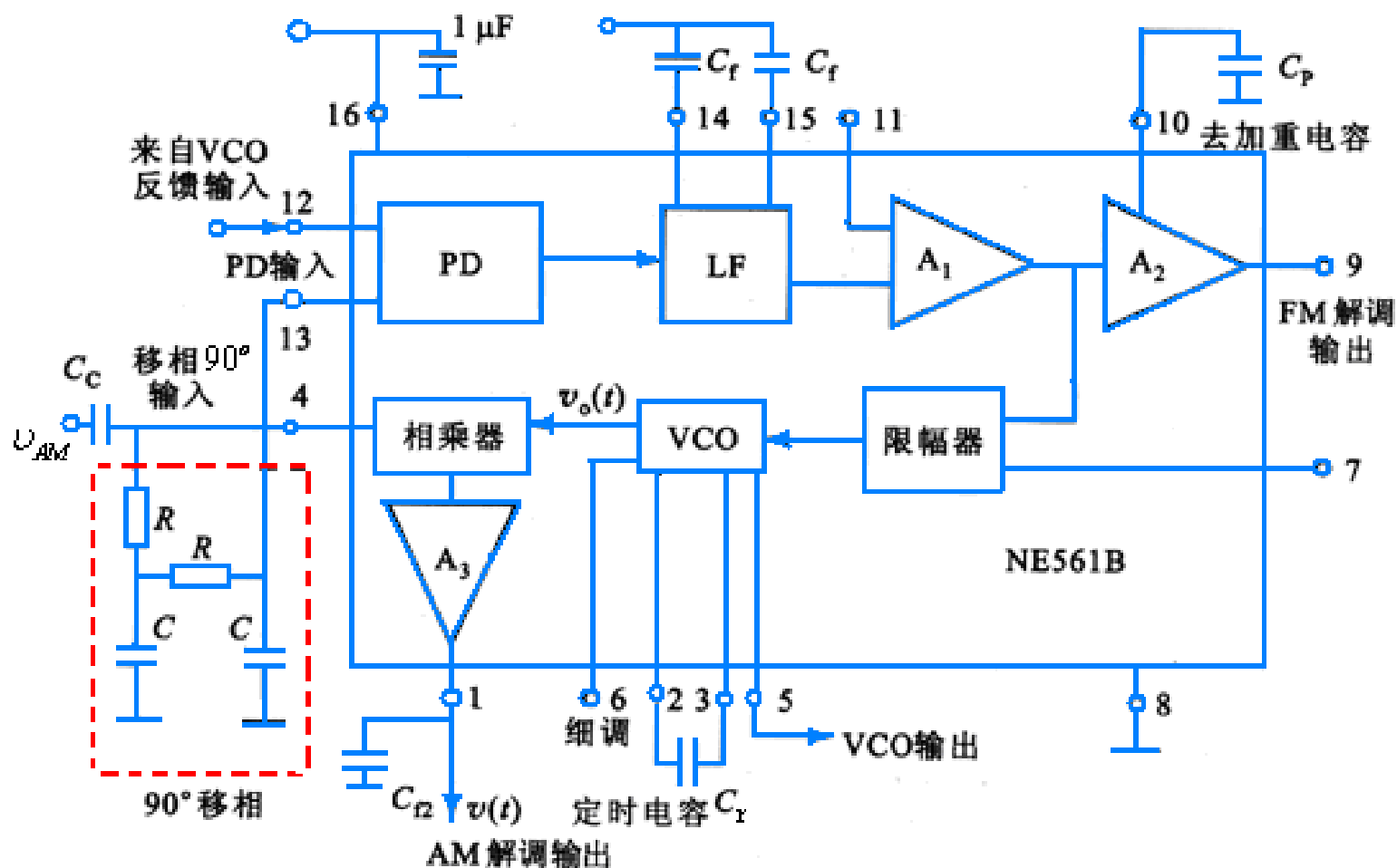


图8.6.6 由通用多功能集成锁相环路NE561B作为AM信号同步检波器的外接线图

6.6.3 锁相倍频、分频和混频

1、锁相倍频与分频电路

图8.6.8所示为锁相倍频框图。当环路锁定时，鉴相器的两个输入信号频率相等，即

$$\omega_i = \frac{\omega_o}{N} \quad \text{或} \quad \omega_o = N\omega_i$$

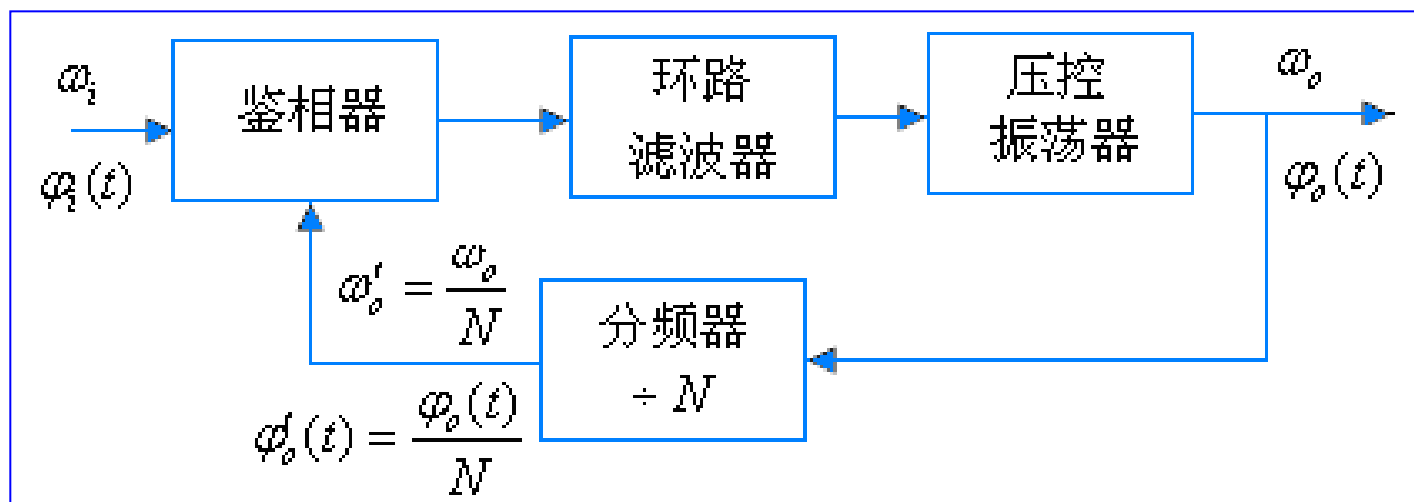


图8.6.8 锁相倍频框图

若将图8.6.8中的N分频器改为N倍频器，即可实现分频的功能。

2、锁相混频电路

图8.6.9为由锁相环组成的锁相混频器框图。

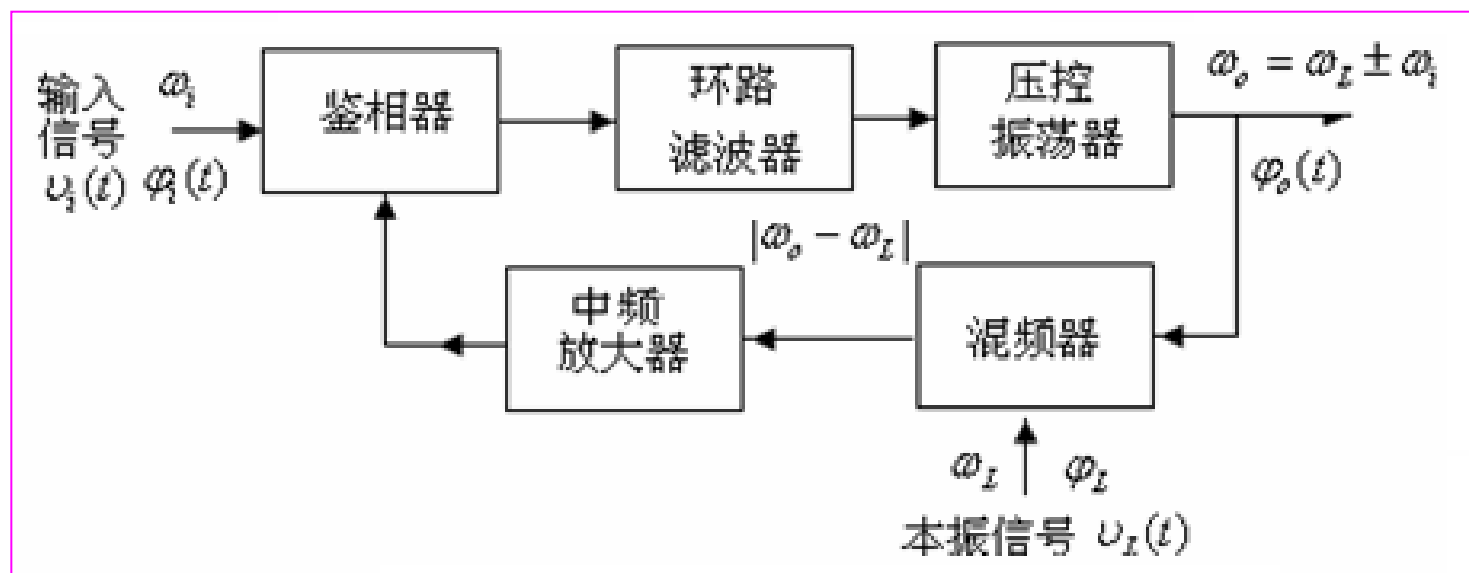


图8.6.9 锁相混频框图

当环路锁定时, $\omega_i = |\omega_o - \omega_L|$, 即 $\omega_o = \omega_L \pm \omega_i$
因而环路实现了混频作用。

至于 ω_o 取 $\omega_o = \omega_L + \omega_i$, 还是取 $\omega_o = \omega_L - \omega_i$,
要看VCO输出角频率 ω_o 是高于 ω_L 还是低于 ω_L

当 ω_o 高于 ω_L 时, ω_o 取 $\omega_L + \omega_i$;

当 ω_o 低于 ω_L 时, ω_o 取 $\omega_L - \omega_i$ 。

作业： 8. 22

预习： 9. 1 9. 2 9. 3