



# 通信电路原理

---

## 第七章 锁相环

### 锁相环非线性分析与应用



# 锁相环

---

- 7.1 概述
- 7.2 PLL基本原理
  - 各部件特性与数学模型
  - 环路方程和相位模型
- 7.3 PLL的线性分析
- 7.4 PLL的非线性分析
- 7.5 集成锁相环
- 7.6 PLL应用举例
  
- 附 AFC：自动频率控制

- 锁相环是相位反馈系统，它自身的控制作用可以分为两种情况来讨论

## 跟踪与捕获

- 锁定时的跟踪过程
  - 环路原来是锁定的，输入信号的频率或相位发生了变化，环路通过自身的调节跟上了输入的变化
    - 假设相位误差较小，从而跟踪过程用局部线性化进行分析
- 从失锁到锁定的捕获过程
  - 处于失锁状态的环路，通过自身的调节作用，从失锁到锁定的过程
    - 失锁时，VCO的起始振荡角频率（自由振荡角频率 $\omega_{o0}$ ）不等于输入信号频率 $\omega_{i0}$ ，也不满足误差相位很小的条件，因此分析捕获过程必须用非线性动态系统分析方法

$$\frac{d\theta_e(t)}{dt} + K_p H_F(p) \sin \theta_e(t) = \frac{d\theta_1(t)}{dt}$$

- 主要是指对PLL捕获特性的分析

## 7.4 PLL的非线性分析

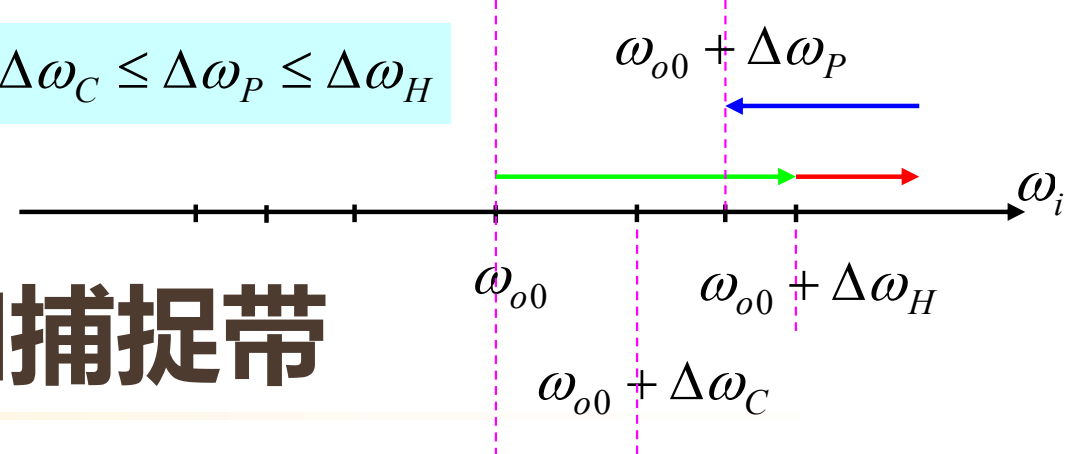
- 所谓捕获特性，包括环路从失锁进入锁定状态的条件、过程以及所需的时间
  - 如何保证环路能够通过自身调节达到锁定---条件
    - 捕捉带有多大
  - 环路如何从失锁到锁定---过程
  - 从失锁到锁定所需时间---捕捉时间
- 一般情况下，PLL环路刚启动工作时，输入信号的角频率 $\omega_{i0}$ 与压控振荡器的自由振荡角频率 $\omega_{o0}$ 不同，这个差别称为起始频差 $\Delta\omega_i = \omega_{i0} - \omega_{o0}$ ，即环路方程中的输入固有频差

$$\frac{d\theta_e(t)}{dt} + K_p H_F(p) \sin \theta_e(t) = \frac{d\theta_1(t)}{dt} = \Delta\omega_i$$

同步带:  $\Delta\omega_H = K_{P0} = K_P H_F(0)$

$$\Delta\omega_C \leq \Delta\omega_P \leq \Delta\omega_H$$

捕捉带:  $\Delta\omega_P$       快捕带:  $\Delta\omega_C$



## 7.4.1 同步带和捕捉带

### ■ 同步带

- 环路在锁定状态下，压控振荡器能够跟踪输入信号频率缓慢变化的最大范围
- 频率超出这个范围，环路失锁
  - 同步带是PLL保持锁定所能达到的最大频差

### ■ 捕捉带

- 环路起始处于失锁状态，如果起始频差在某一个范围内，则必可以最终进入锁定状态，如果超出这个范围，则环路不可能进入锁定状态，这个范围被称为是捕捉带
  - 捕捉带是PLL能够进入锁定的最大起始频差
  - 捕获过程中，如果相差的变化不超过 $2\pi$ ，那么称为快捕，使得相差变化不超过 $2\pi$ 的最大起始频差，称为快捕带

$$\frac{d\theta_e(t)}{dt} + K_P H_F(p) \sin \theta_e(t) = \frac{d\theta_1(t)}{dt}$$

## 7.4.2 一阶PLL环路的非线性分析

### ■ 环路滤波器为直通电路

$$\frac{d\varphi_e(t)}{dt} + K_P \sin \varphi_e(t) = \omega_{i0} - \omega_{o0} = \Delta\omega_i$$

$$\dot{\varphi}_e(t) + K_P \sin \varphi_e(t) = \Delta\omega_i$$

$$\text{因变量: } y = \dot{\varphi}_e(t) \quad \text{自变量: } x = \varphi_e(t)$$

$$y = \Delta\omega_i - K_P \sin x$$

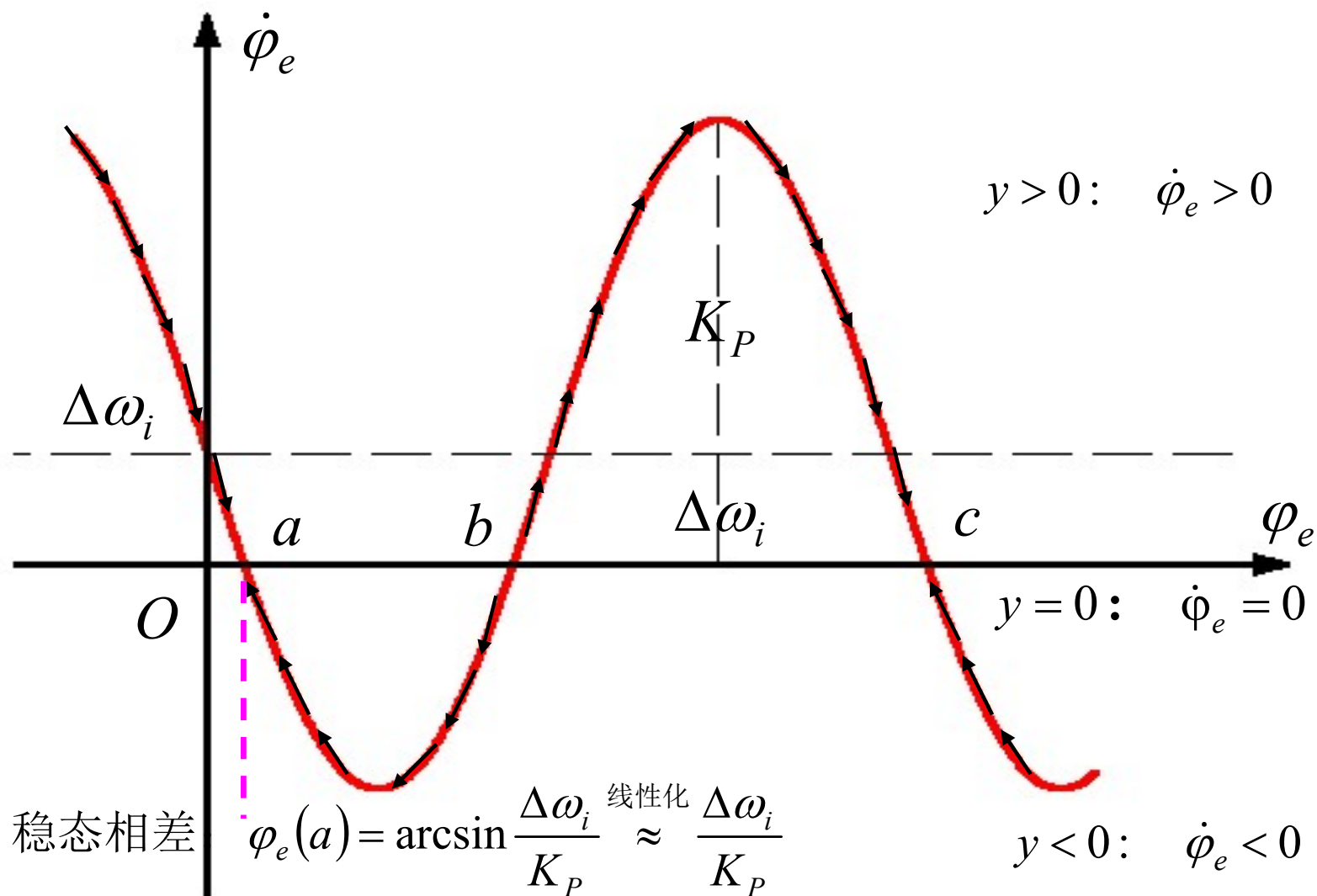
- 以瞬时相差为自变量，以瞬时频差为因变量，则可将非线性微分方程用非线性代数方程的形式理解，以简化对非线性系统的工作原理的分析

以 $\dot{\phi}_e$ 为因变量（纵坐标），以 $\phi_e$ 为自变量（横坐标）构成的函数坐标平面称为相平面，关系曲线被称为是相图或相轨迹

$$y = \Delta\omega_i - K_P \sin x$$
$$\dot{\phi}_e = \Delta\omega_i - K_P \sin \phi_e$$

## 一阶环路的相图

- 曲线上的任何一点都表示系统的一个状态，曲线上的点称为是状态点，曲线被称为是相轨迹



$$y = \Delta\omega_i - K_P \sin x$$

$$\dot{\varphi}_e = \Delta\omega_i - K_P \sin \varphi_e$$

# 相轨迹与相轨迹上的平衡点

- 相轨迹是有方向的曲线，横轴上方的状态点表示相差随时间的增加而增加（**方向向右**），横轴下方的状态点表示相差随时间的增加而减小（**方向向左**），横轴上的状态点表示相差不随时间变化（**进入稳态**），称为是系统的平衡点
  - 不稳定平衡点b:假设有一扰动使得状态点向相差变大的方向移动，由于状态点在横轴上方，相差将继续扩大，直至平衡点c；假设有一扰动使得状态点向相差变小的方向移动，由于状态点在横轴下方，相差将继续减小，直至平衡点a
  - 稳定平衡点a,c



# 稳态相差

- 稳定平衡点的相差为

$$\varphi_e = \arcsin \frac{\Delta\omega_i}{K_p} + 2n\pi \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots)$$

- 其主值即是所谓的稳态相差

$$\varphi_{e\infty} = \arcsin \frac{\Delta\omega_i}{K_p}$$

- 如果起始频差很小，（非线性分析）稳态相差和（线性分析）跟踪过程中的频率阶跃的稳态相差一致

$$\varphi_{e\infty} = \arcsin \frac{\Delta\omega_i}{K_p} \approx \frac{\Delta\omega_i}{K_p}$$

$$\Delta\omega_P = K_P$$

$$\Delta\omega_C = K_P$$

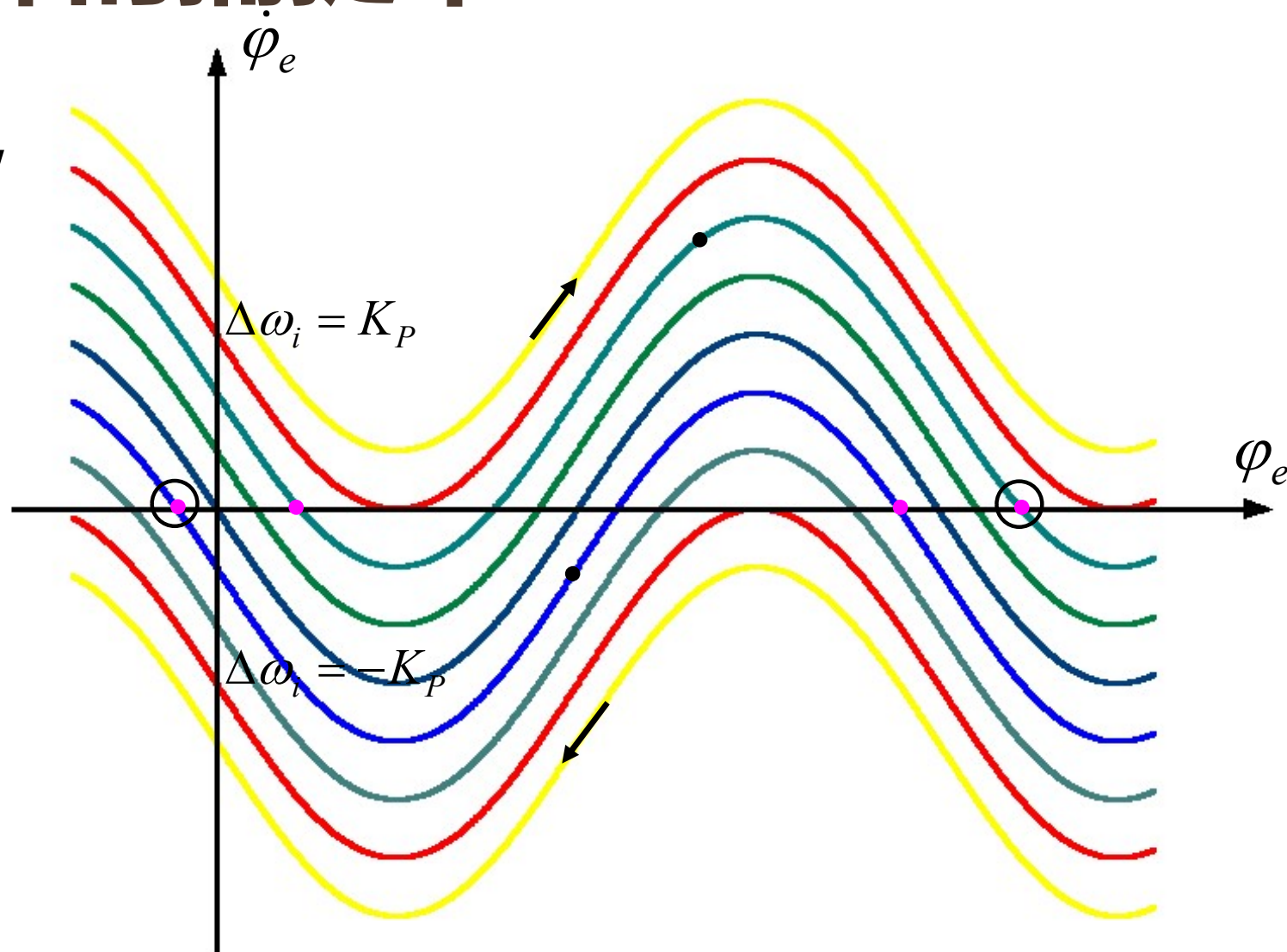
$$\Delta\omega_H = K_P$$

$$y = \Delta\omega_i - K_P \sin x$$

$$\dot{\varphi}_e = \Delta\omega_i - K_P \sin \varphi_e$$

# 一阶环的捕捉带

- 只要  $\Delta\omega_i < K_P$ , 就存在着稳定平衡点, 无论起始相差为何值, 环路总是能够达到稳定平衡点, 因而一阶环的捕捉带为  $K_P$





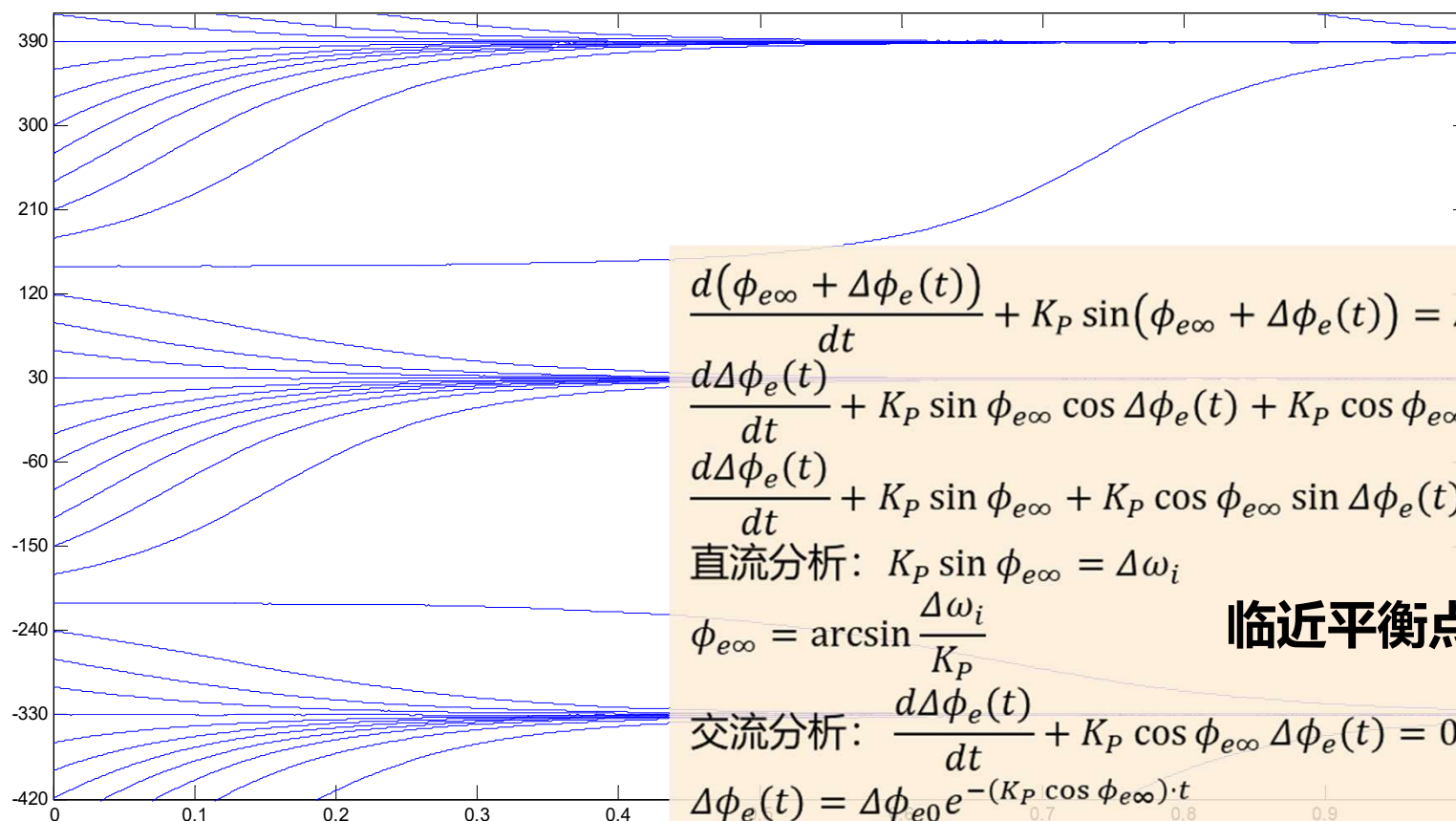
# 一阶环捕获过程的特点

- 单调地趋向稳定平衡点
- 从起始相差到稳定平衡点的稳态相差，相差的变化不会超过 $2\pi$
- 从起始点到平衡点的移动过程中，随着相差的变化，频差也在变化，而且越接近平衡点，频差越小，移动速度就越慢，因此理论上，环路到达稳定平衡点的时间为无穷
  - 实际应用中，只要相差和稳态相差之间的差值小于某一给定的值后，即可认为系统达到稳定

- 环路增益越大，捕捉时间越短：参见线性分析之频率阶跃：和稳态相差有关
- 和初始相差有关，如果初始相差在不稳定平衡点，PLL可能在该状态长时间停留，捕捉时间很难把握

# 不同初始相差捕获过程

$$\varphi_e(t) \quad \frac{d\varphi_e(t)}{dt} + K_P \sin \varphi_e(t) = \Delta\omega_i \quad \Delta\omega_i = 5 \quad K_P = 10 \quad \varphi_{e\infty} = \frac{\pi}{6} \quad (30^\circ)$$



$$\frac{d(\phi_{e\infty} + \Delta\phi_e(t))}{dt} + K_P \sin(\phi_{e\infty} + \Delta\phi_e(t)) = \Delta\omega_i$$

$$\frac{d\Delta\phi_e(t)}{dt} + K_P \sin \phi_{e\infty} \cos \Delta\phi_e(t) + K_P \cos \phi_{e\infty} \sin \Delta\phi_e(t) = \Delta\omega_i$$

$$\frac{d\Delta\phi_e(t)}{dt} + K_P \sin \phi_{e\infty} + K_P \cos \phi_{e\infty} \sin \Delta\phi_e(t) = \Delta\omega_i$$

$$\text{直流分析: } K_P \sin \phi_{e\infty} = \Delta\omega_i$$

$$\phi_{e\infty} = \arcsin \frac{\Delta\omega_i}{K_P}$$

临近平衡点的交直流分析

$$\text{交流分析: } \frac{d\Delta\phi_e(t)}{dt} + K_P \cos \phi_{e\infty} \Delta\phi_e(t) = 0$$

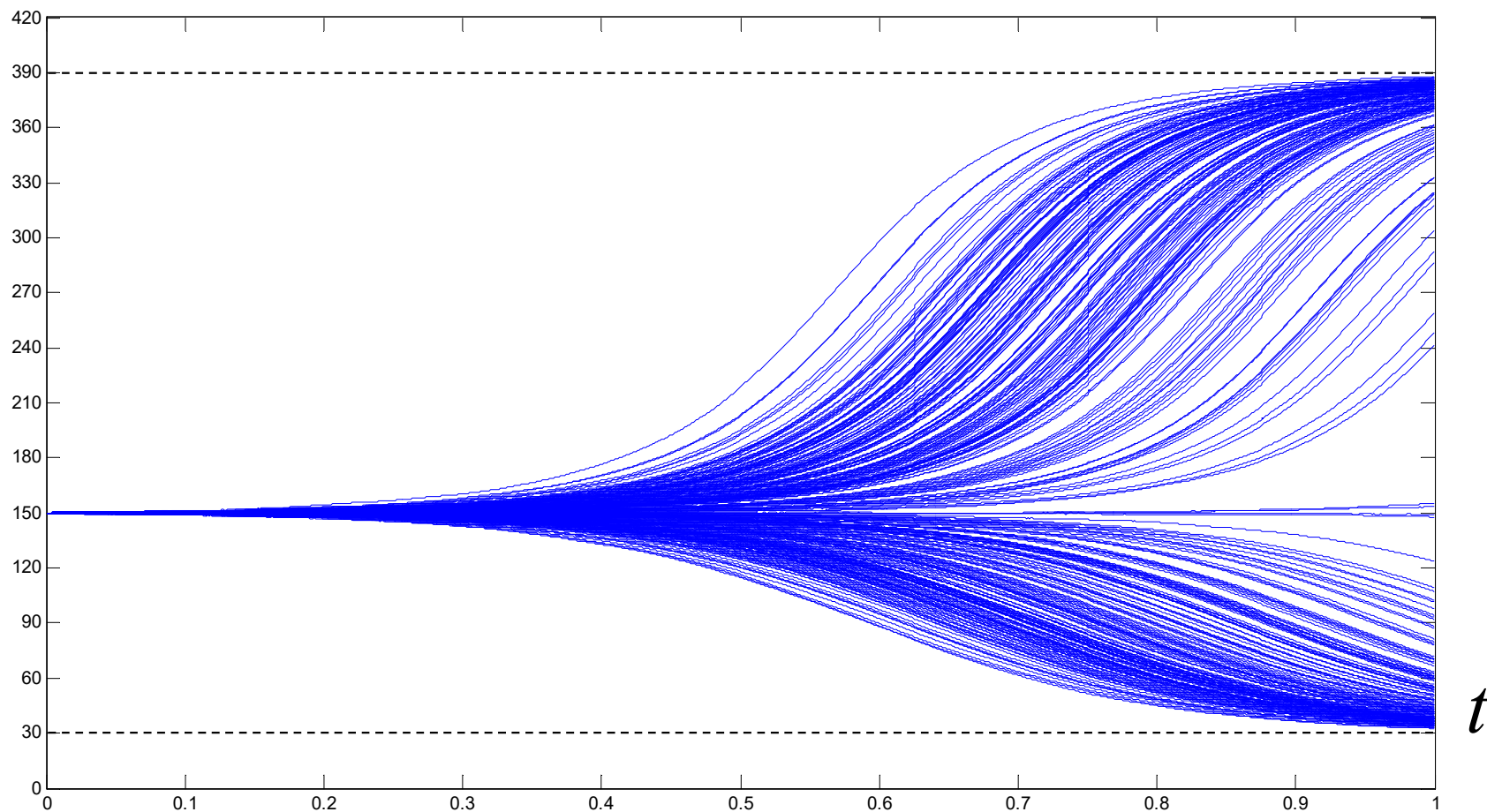
$$\Delta\phi_e(t) = \Delta\phi_{e0} e^{-(K_P \cos \phi_{e\infty}) \cdot t}$$

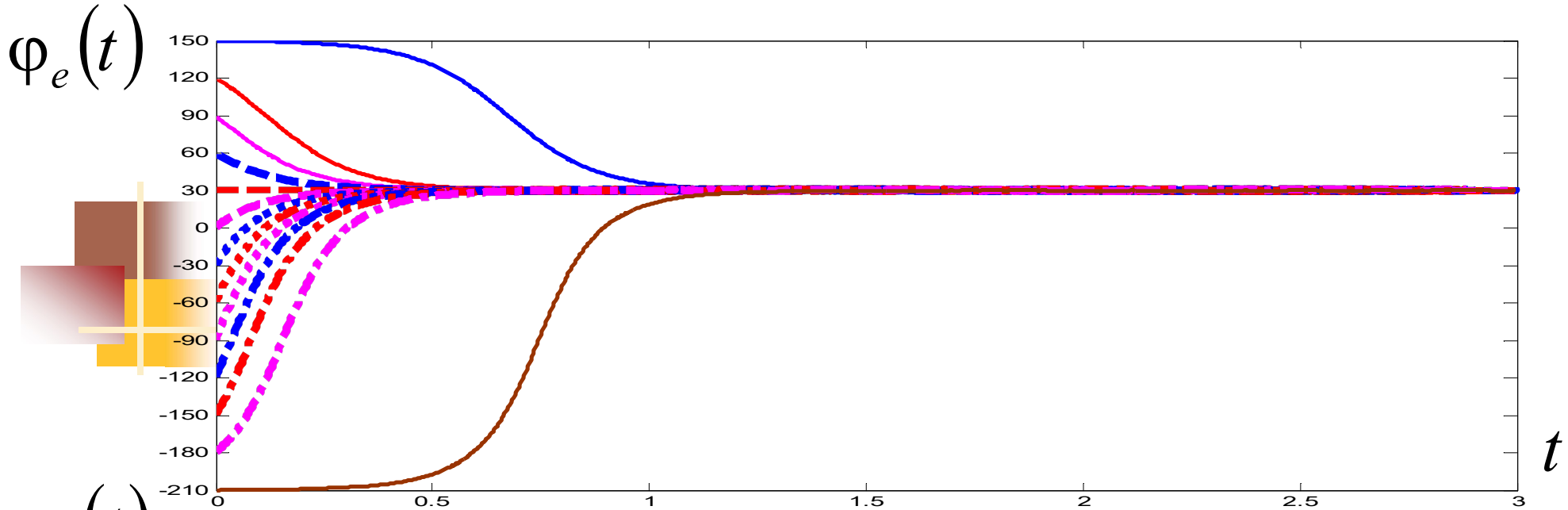
$$\text{交直流分析: } \phi_e(t) = \arcsin \frac{\Delta\omega_i}{K_P} + \Delta\phi_{e0} e^{-\sqrt{K_P^2 - \Delta\omega_i^2} \cdot t}$$

- 如果初始相差在不稳定平衡点，PLL可能在該状态长时间停留，捕捉时间很难把握

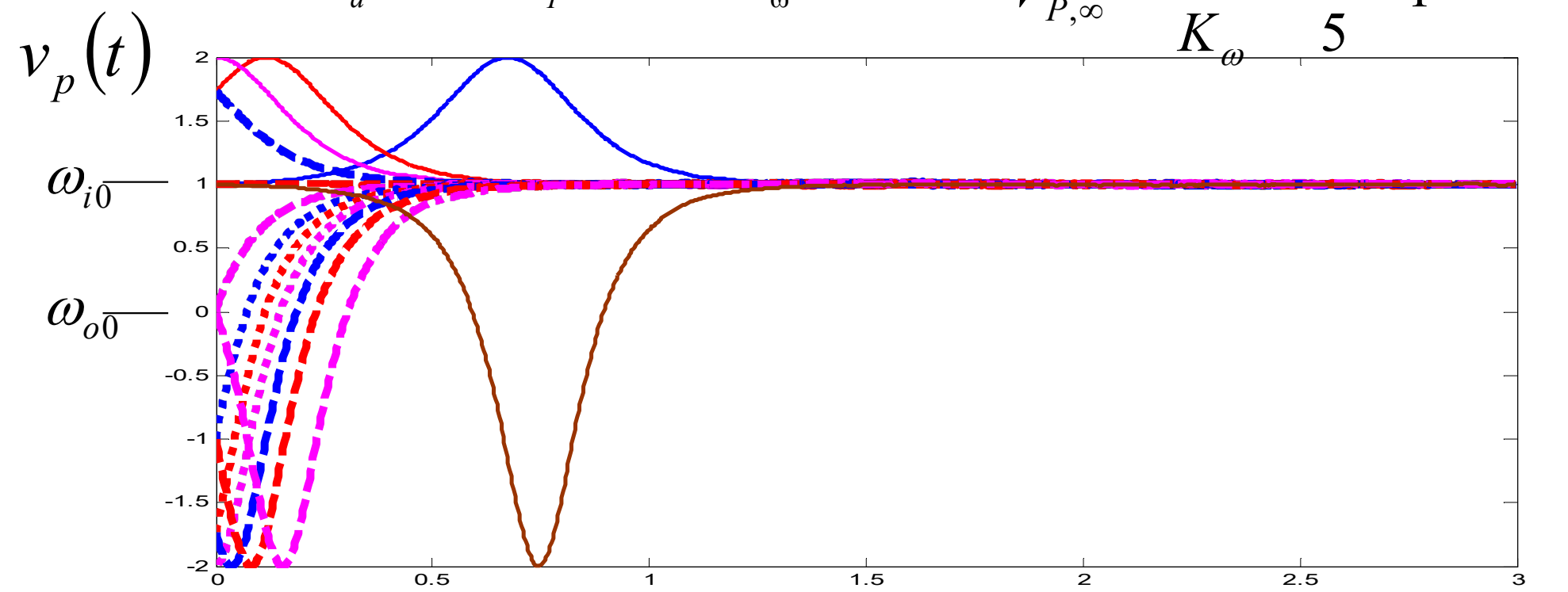
# 不稳定平衡点

$$\varphi_e(t) \quad \frac{d\varphi_e(t)}{dt} + K_p \sin \varphi_e(t) = \Delta\omega_i \quad \Delta\omega_i = 5 \quad K_p = 10 \quad \varphi_{e\infty} = \frac{\pi}{6} \quad (30^\circ)$$



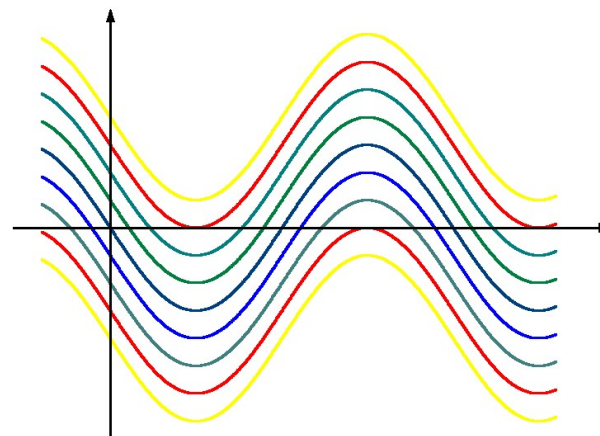


$K_d = 2 \quad K_p = 10 \quad K_\omega = 5 \quad V_{P,\infty} = \frac{\Delta\omega}{K_\omega} = \frac{5}{5} = 1$

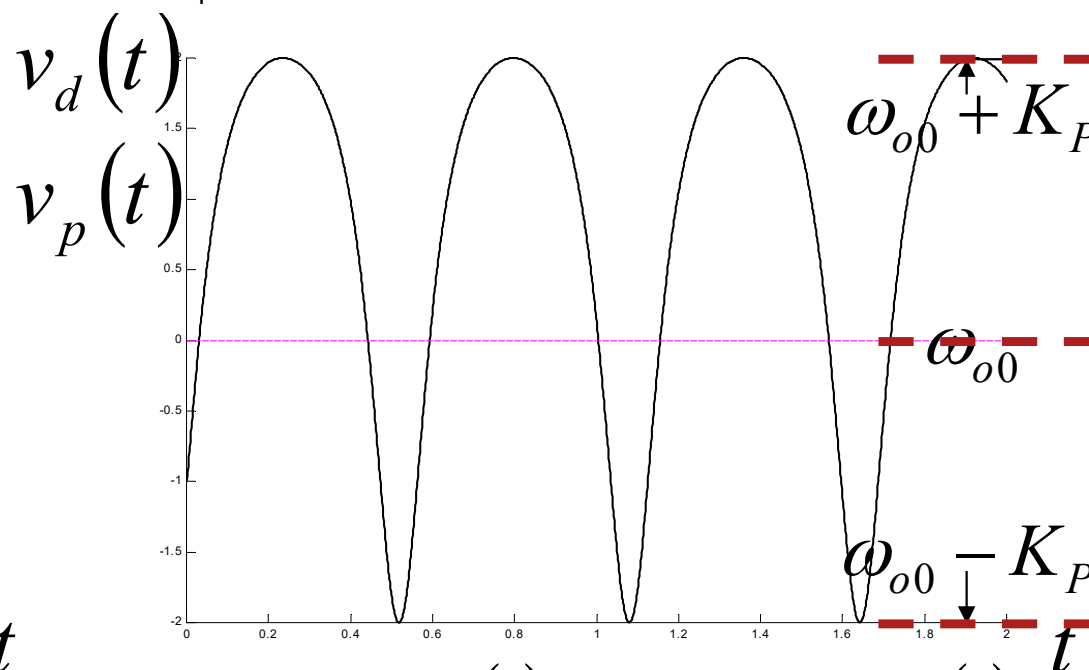
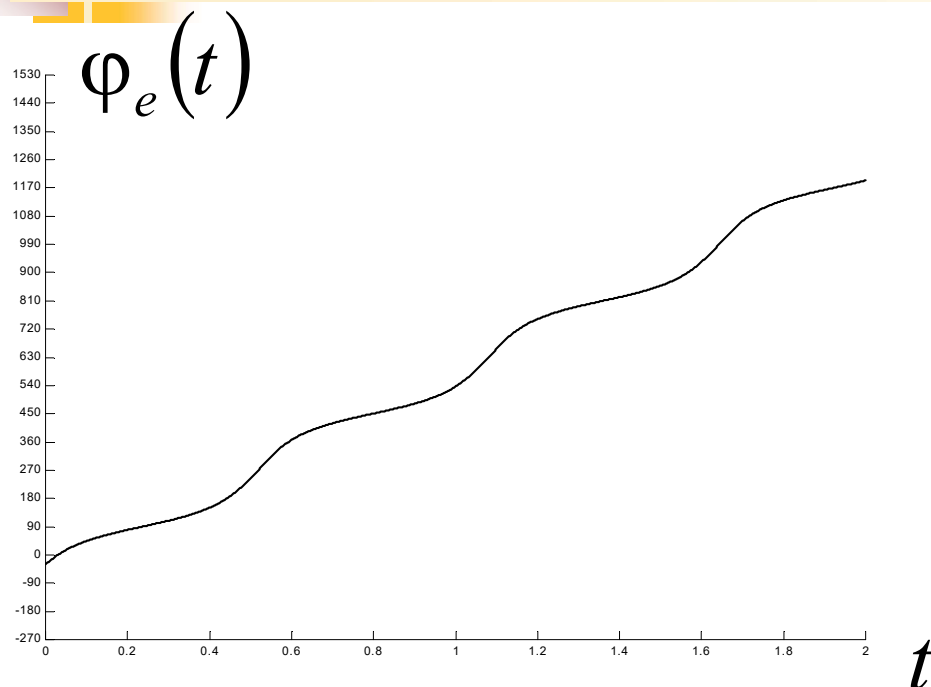


$$\dot{\varphi}_e = \Delta\omega_i - K_P \sin \varphi_e \quad |\Delta\omega_i| > K_P$$

# 起始频差 超出捕捉带



$$\omega_{o0} + \Delta\omega = \omega_{i0}$$

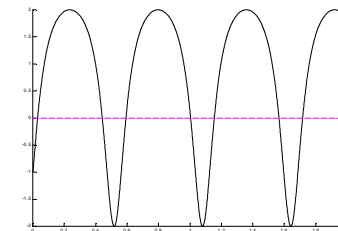


$$\Delta\omega_i = 15 \quad K_P = 10 \quad \text{没有平衡点}$$

$$\omega_o(t) = \omega_{o0} + K_\omega v_p(t)$$

- 由于存在闭环反馈，相位会朝一个方向增长，但增长速率不是常数，因而鉴相器的输出信号是非正弦的周期信号，其正负值部分不对称，因此存在着直流分量，使得压控振荡器的平均振荡频率向输入信号频率方向靠近，这种现象就是所谓的‘**频率牵引**’现象





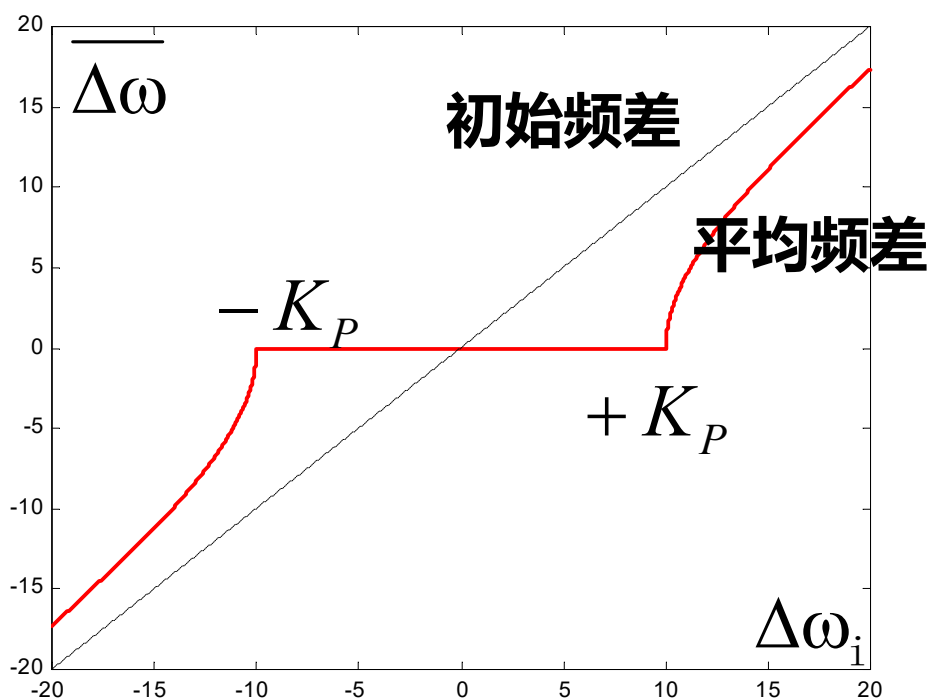
# 频率牵引

理论分析直流分量为

$$V_p = V_d = K_d \left[ \frac{\Delta\omega_i}{K_P} - \sqrt{\left( \frac{\Delta\omega_i}{K_P} \right)^2 - 1} \right]$$

$$\begin{aligned} \overline{\omega_o} &= \omega_{o0} + K_\omega V_p \\ &= \omega_{o0} + \Delta\omega_i - \sqrt{\Delta\omega_i^2 - K_P^2} \\ &= \omega_{i0} - \sqrt{\Delta\omega_i^2 - K_P^2} \end{aligned}$$

$$|\overline{\Delta\omega}| = |\omega_{i0} - \overline{\omega_o}| = \sqrt{\Delta\omega_i^2 - K_P^2} < |\Delta\omega_i|$$



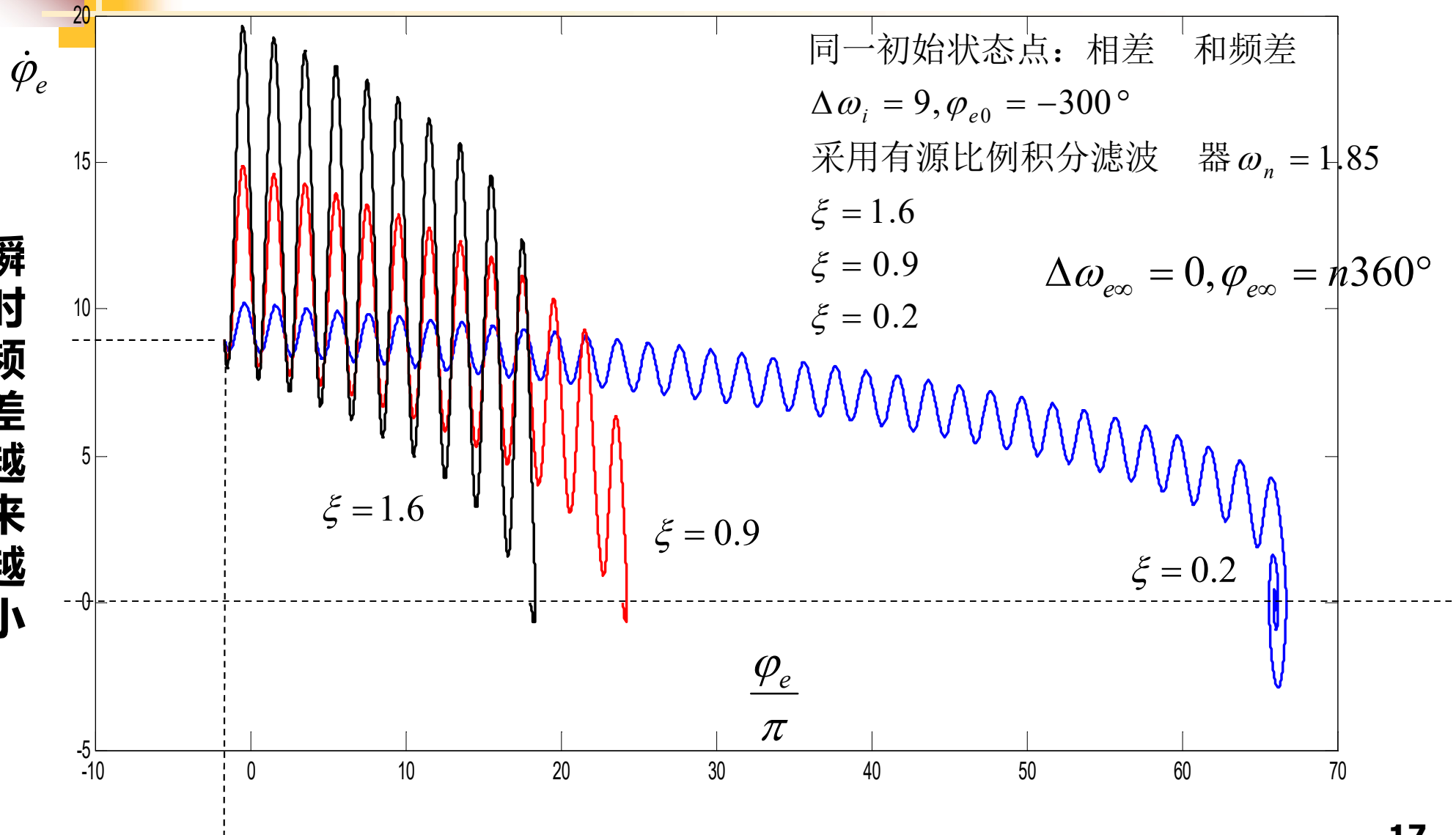
- 如果起始频差小于 $K_P$ ，必然被锁定，从而没有频差
- 如果起始频差大于 $K_P$ ，虽然失锁，但由于频率牵引，使得VCO输出频率（平均值）和输入信号的频率接近了，频差减小：平均频差小于初始频差



$$\frac{d\theta_e(t)}{dt} + K_P H_F(p) \sin \theta_e(t) = \frac{d\theta_1(t)}{dt}$$

## 7.4.3 二阶PLL相图

瞬时频差越来越小



二阶环路的捕捉过程分为两个阶段

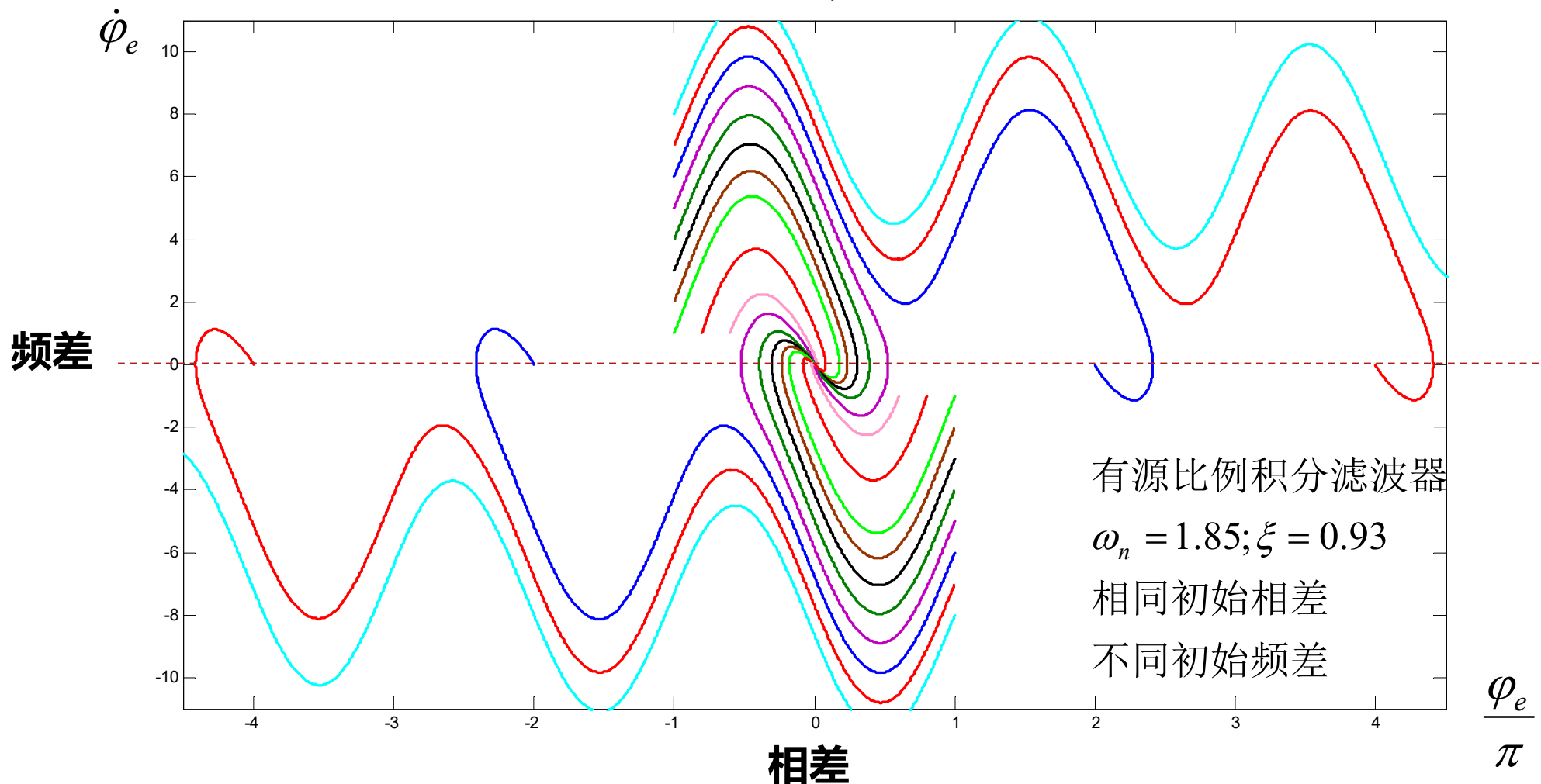
一是频率牵引：频差越来越小

二是相位锁定：频差足够小时，犹如线性系统一般，进入相位锁定

## 二阶环的相图

有源比例积分滤波器

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{\tau_1}}, \quad \xi = 0.5\sqrt{K_p\tau_1} \frac{\tau_2}{\tau_1}; \Delta\omega_{e\infty} = 0, \varphi_{e\infty} = 0, 2n\pi$$



$$\frac{d\theta_e(t)}{dt} + K_P H_F(p) \sin \theta_e(t) = \frac{d\theta_1(t)}{dt}$$

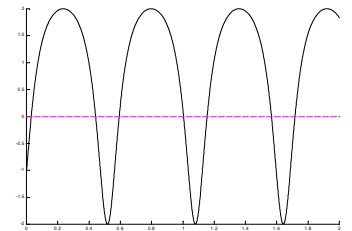
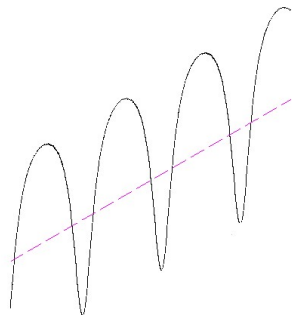
$$\text{有源比例积分滤波器: } H_F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1}$$

# 为什么有这样的相图

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{\tau_1}}, \quad \xi = 0.5 \sqrt{K_p \tau_1} \frac{\tau_2}{\tau_1}$$

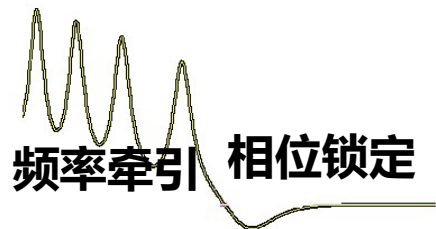
$$\frac{d\varphi_e(t)}{dt} + K_P \left( \frac{1}{p\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1} \right) \sin \varphi_e(t) = \Delta\omega_{i0} = \omega_{i0} - \omega_{o0}$$

$$\frac{\omega_n^2}{p} \sin \varphi_e(t) + \frac{d\varphi_e(t)}{dt} + 2\xi\omega_n \sin \varphi_e(t) = \Delta\omega_{i0}$$



对于二阶环，从Vd到Vp还存在着积分作用，积分可将这种Vd周期波形不对称性差异累积下来，该项（第一项）越来越大，导致实际频差（第二项）越来越小，从而最终实现锁定

环路滤波器中的比例放大：（后三项合并看）犹如一阶锁相环： $\Delta\omega_i > 2\xi\omega_n$ 时（一阶环捕捉带外），鉴相器输出电压Vd周期波形上下不均衡，存在直流分量：对于一阶环， $V_p = V_d$ ，不均衡代表的直流分量表示VCO输出频率平均值靠近输入频率：即所谓的**频率牵引**：一阶环从Vd到Vp没有积分作用，因而仅是频率牵引却无法锁定



$$\frac{d\varphi_e(t)}{dt} + 2\xi\omega_n \sin \varphi_e(t) = \Delta\omega_{i0} - \frac{\omega_n^2}{p} \sin \varphi_e(t)$$

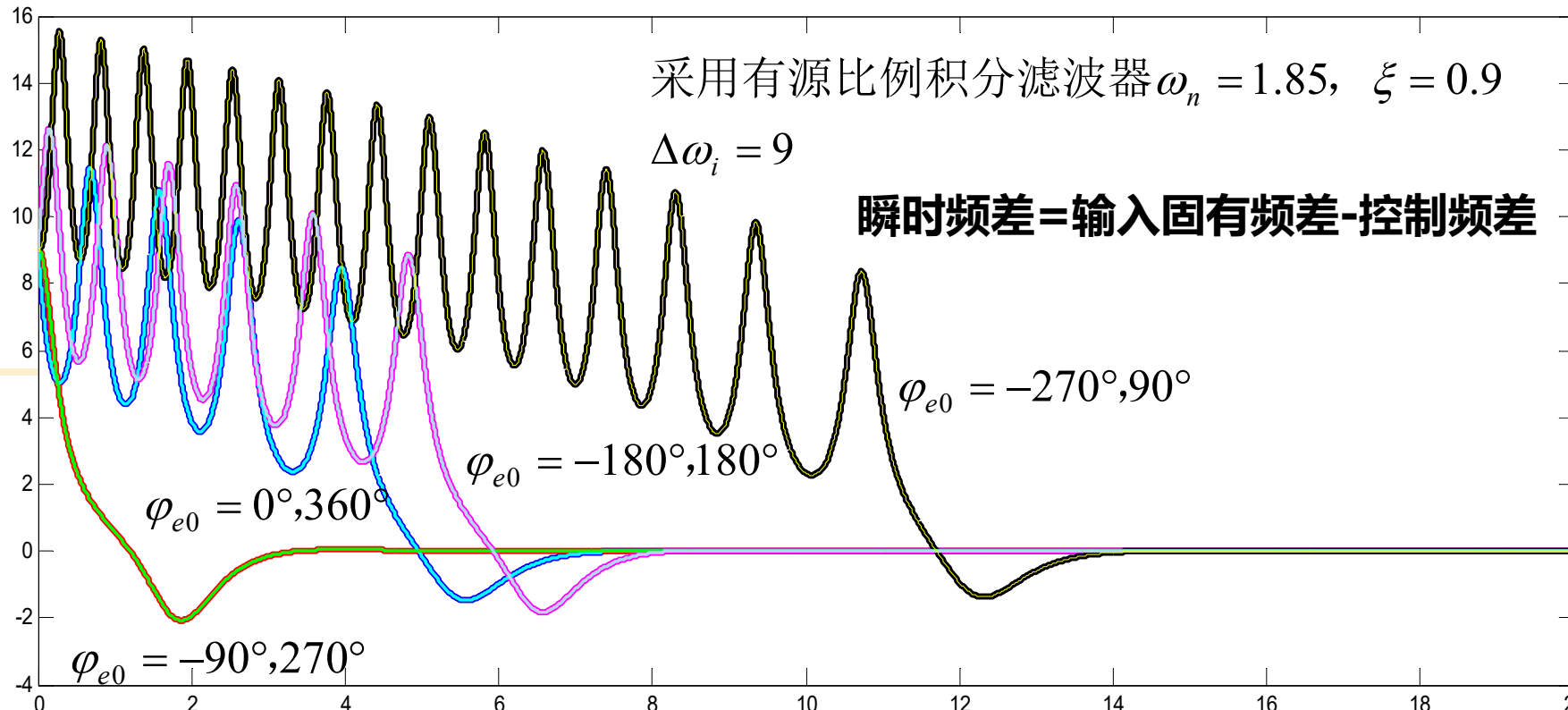
# 瞬时频差越来越小

瞬时频差

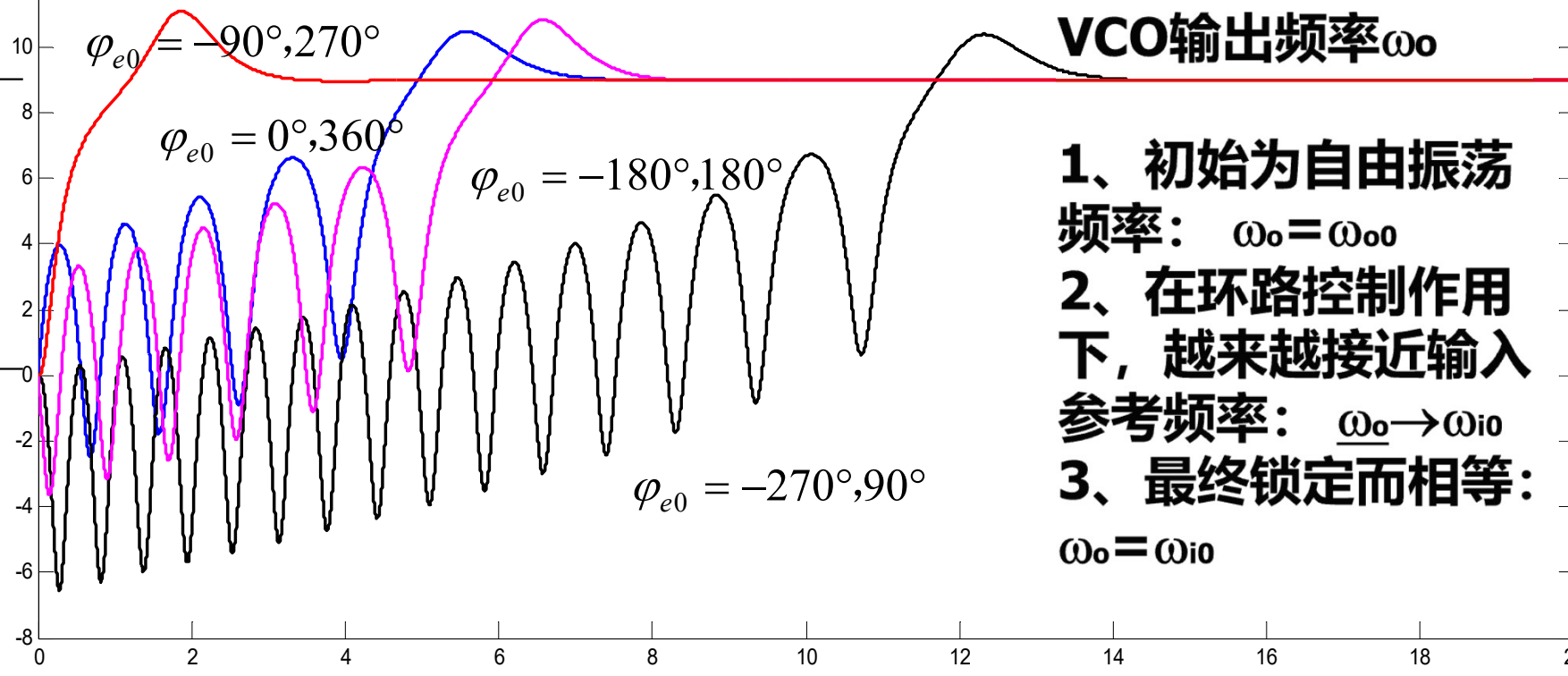
控制频差

$\omega_{i0}$

$\omega_{o0}$

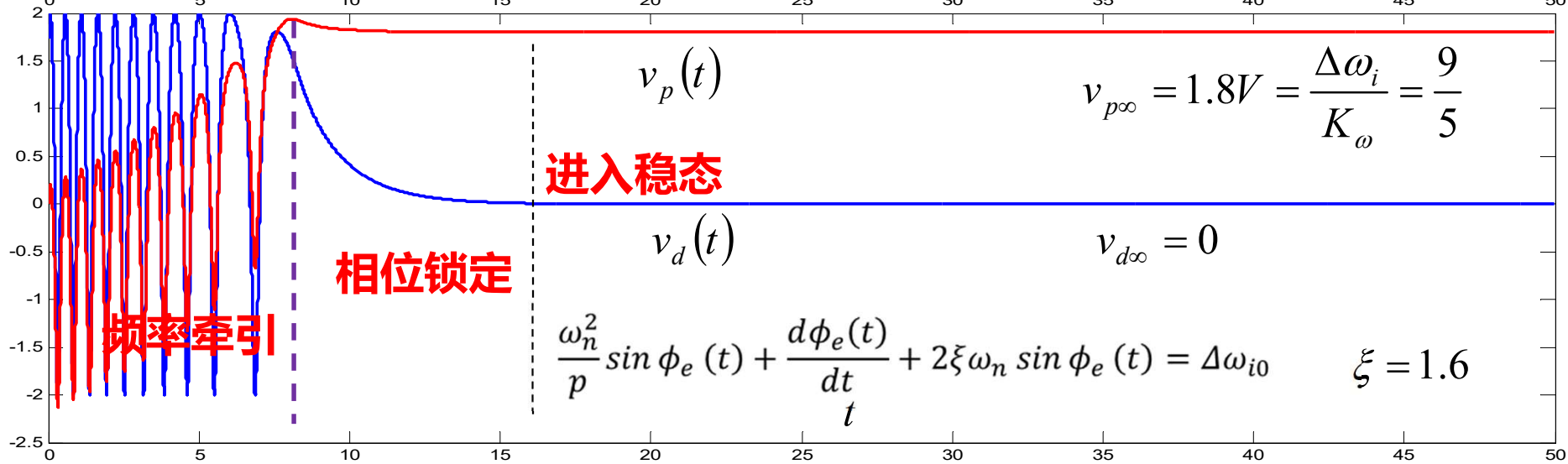
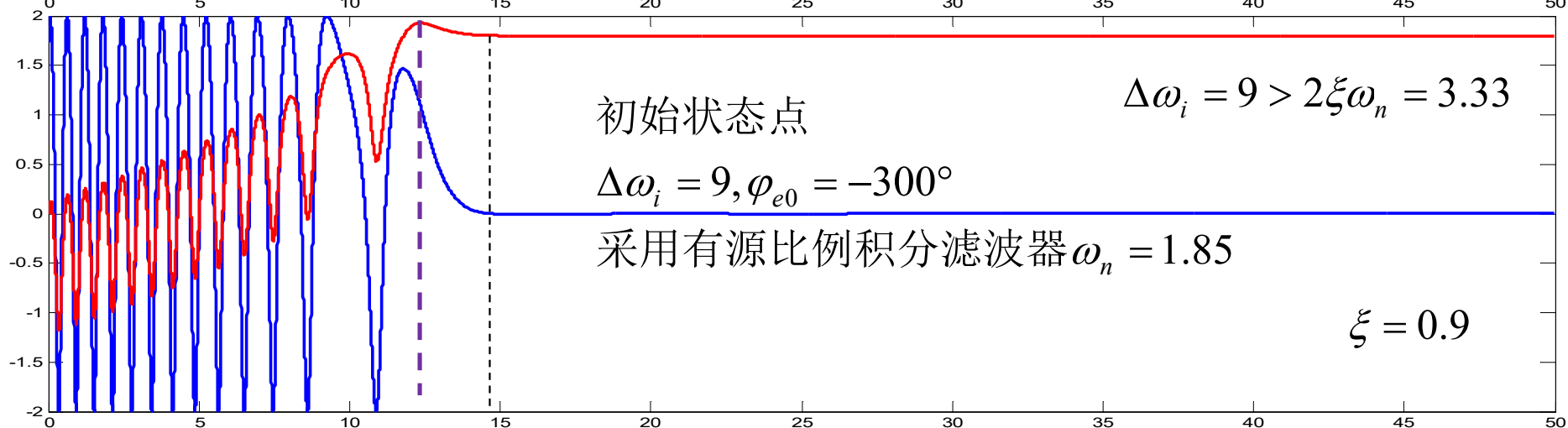
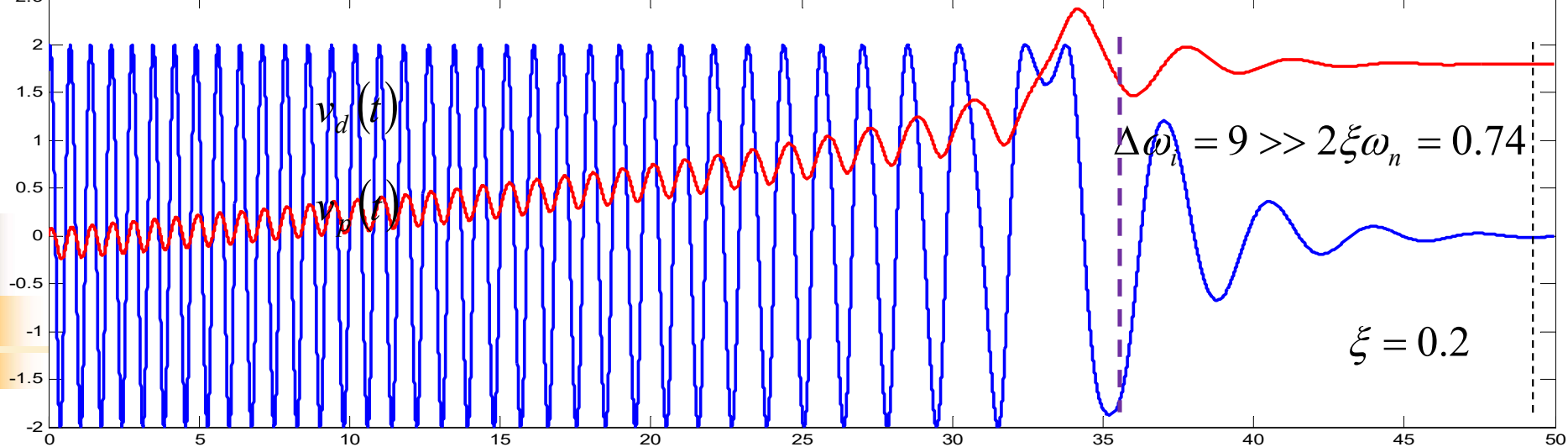


VCO输出频率 $\omega_o$



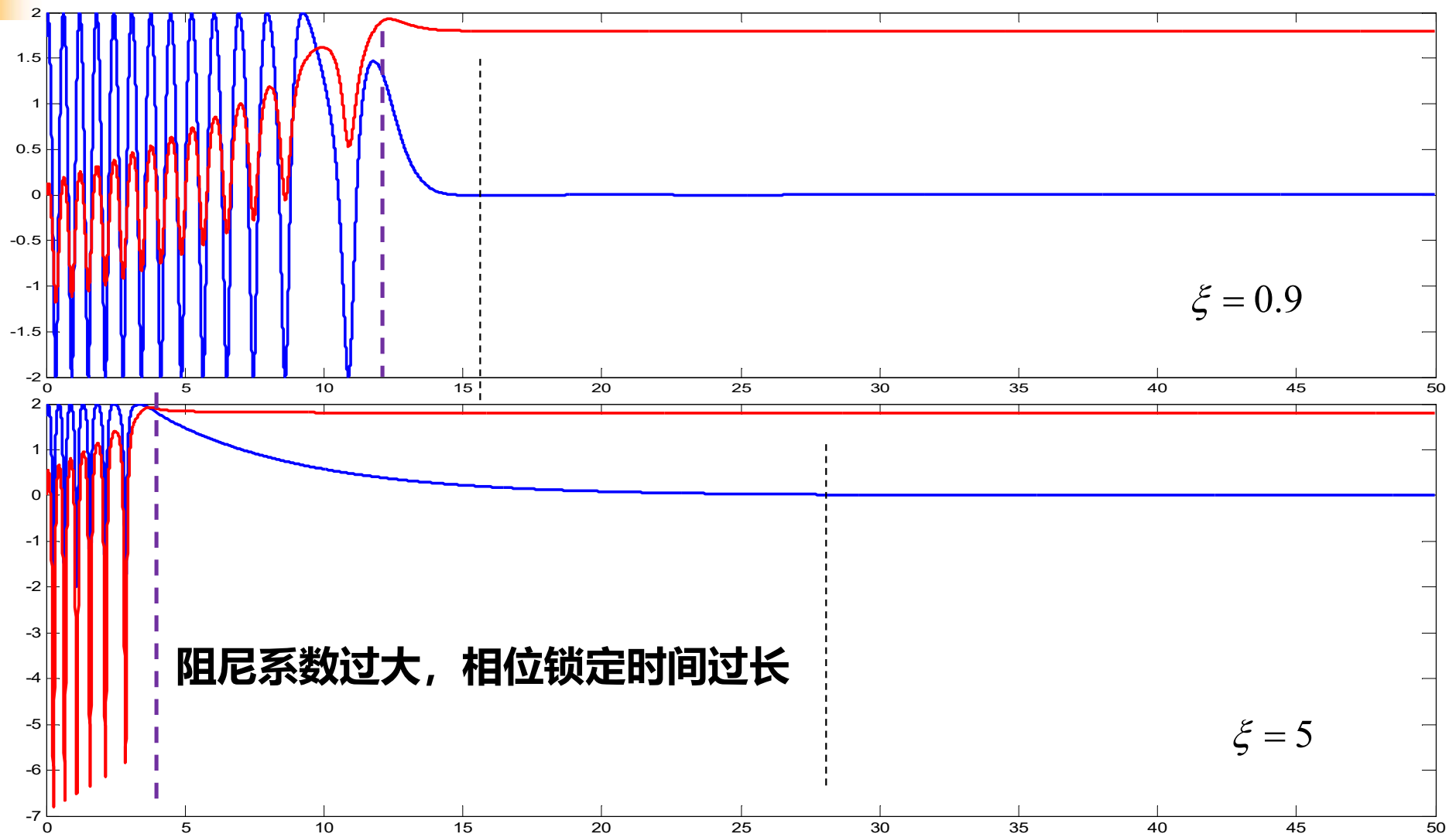
- 1、初始为自由振荡频率:  $\omega_o = \omega_{o0}$
- 2、在环路控制作用下, 越来越接近输入参考频率:  $\omega_o \rightarrow \omega_{i0}$
- 3、最终锁定而相等:  $\omega_o = \omega_{i0}$

# 捕捉过程



$$T_P \approx \frac{\Delta\omega_i^2}{2\xi\omega_n^3}$$

# 合适的阻尼系数：1附近 $\xi = 0.7 \sim 1.4$



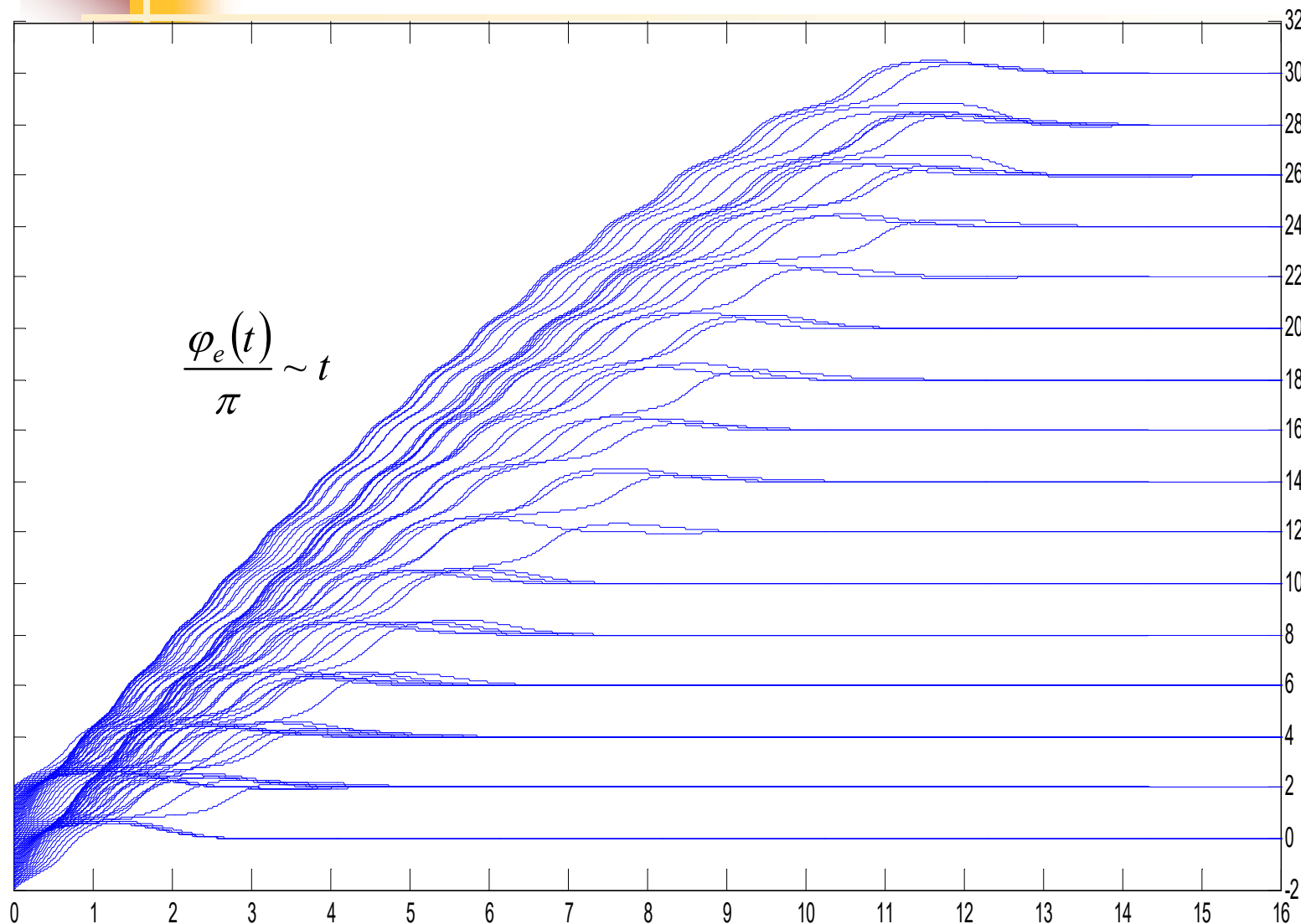
$$T_P \approx \frac{\Delta\omega_i^2}{2\xi\omega_n^3} = 7: \quad \text{平均效果} :: 2 \sim 12$$

采用有源比例积分滤波器  $\omega_n = 1.85$ ,  $\xi = 0.9$   
初始状态点

$$\Delta\omega_i = 9, \quad \varphi_{e0} = -360^\circ, -350^\circ, \dots, 350^\circ, 360^\circ$$

$$\Delta\omega_\infty = 0, \quad \varphi_{e\infty} = 2n\pi, n = 0, 1, 2, \dots, 30$$

# 频率牵引时间



**阻尼系数适当  
(1附近),  
频率牵引时间  
近似可视为捕  
捉时间**

**捕捉时间和初  
始相位有关,  
给定公式为平  
均效果**

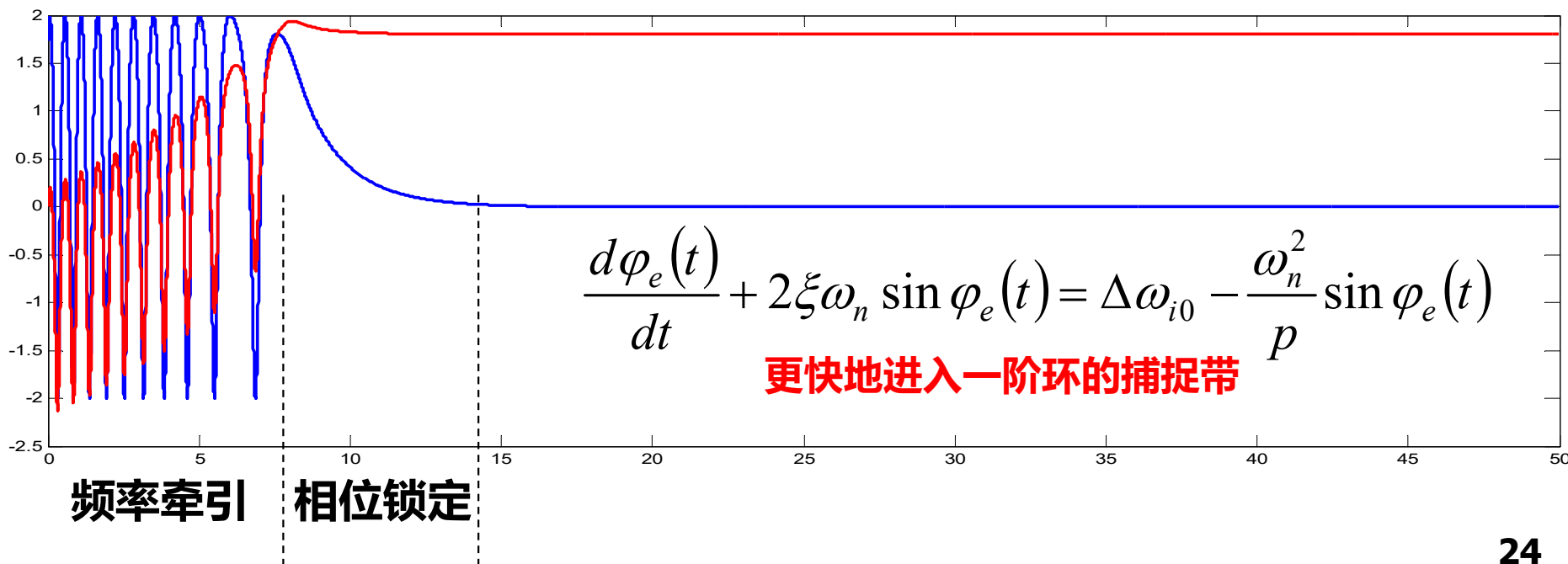
# 捕捉过程

$$T_P \approx \frac{\Delta\omega_i^2}{2\xi\omega_n^3}$$

$$\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n}$$

$$H_{F\infty} = \frac{\tau_2}{\tau_1}$$

- 二阶环捕捉过程分为 ‘频率牵引’ 和 ‘相位锁定’ 两个阶段
- 频率牵引时间和阻尼系数成反比关系
  - 阻尼系数越大，频率牵引所需时间越少
    - 环路滤波器高频增益高，利于误差信号通过，从而频率牵引过程较快结束，但相位锁定时间可能很长







# 起始频差很小：快捕带之内

$$\frac{\omega_n^2}{p} \sin \varphi_e(t) + \frac{d\varphi_e(t)}{dt} + 2\xi\omega_n \sin \varphi_e(t) = \Delta\omega_i$$

如果起始频差 $\Delta\omega_i \leq 2\xi\omega_n$ ，无需积分作用，一个周期即可锁定

$$\text{快捕带} \Delta\omega_c = 2\xi\omega_n$$

$$\frac{d\varphi_e(t)}{dt} + 2\xi\omega_n \sin \varphi_e(t) = \Delta\omega_i - \frac{\omega_n^2}{p} \sin \varphi_e(t)$$

## 起始频差较大：捕捉带之内

- 如果起始频差在快捕带之外，环路滤波器对鉴相器输出的差拍正弦信号的衰减较大，使得VCO产生的控制频差的幅度小于初始频差，因此不能在一周内快捕
- 对于一阶环而言，如果初始频差大于快捕带，虽然鉴相器输出有直流分量，但频率牵引不足以让环路锁定
- 对于二阶环而言，低通滤波器相当于积分器，它将鉴相器输出中的低频分量累积，使得环路滤波器输出的控制电压幅度越来越大，平均频差越来越小，VCO输出频率越来越接近于输入频率，一旦频差减小到小于快捕带，则在一个周期内通过快捕过程，环路达到锁定
  - 理想积分环路滤波器二阶环的捕捉带为无穷大，频率牵引时间可能很大
  - 非理想积分滤波器的捕捉带是有限的，频率牵引时间有限

$$\Delta\omega_P \approx 2\sqrt{\xi\omega_n K_{P0}}$$

$$T_P \approx \frac{\Delta\omega_i^2}{2\xi\omega_n^3}$$

实际制作锁相环时，一般都采用一些措施加速捕捉

## 加速捕捉的措施

$$T_P \approx \frac{\Delta\omega_i^2}{2\xi\omega_n^3}$$

- **扩大环路带宽**
  - 环路带宽可变，宽带快速捕捉，窄带实现锁定和实用
- **减小频差**
  - 外加扫描电压，当频差较小时，扫描停止，环路快捕
  - 外加粗调电压，使VCO的频率事先向输入频率方向变化
    - 数字控制环中，可将频率电压关系制表存于ROM中，用于预调VCO振荡频率
- **采用鉴频鉴相器替代鉴相器**
  - 当VCO的频率和输入频率相差较大时，鉴频功能在反馈环中起主要作用，相当于AFC环，AFC的频率误差电压迅速驱动VCO的频率接近输入信号频率，当频差减小到足够小时，鉴相功能起作用，迅速实现相位锁定
    - 采用鉴频鉴相器，环路捕捉时间可近似为快捕时间



# 鉴频鉴相器

- **边沿触发的鉴频鉴相器 (phase/frequency detector, PFD) 既可鉴频, 又可鉴相, 特别适用于数字锁相频率合成器**
  - **这里的数字锁相频率合成器指锁相环中的鉴相器是数字型的, 其输入为脉冲或方波, 锁定后两输入信号相移 $0^\circ$ 或 $180^\circ$** 
    - **具有正弦鉴相特性的模拟相乘器鉴相器, 其输入为正弦波, 锁定后两信号有固定的 $90^\circ$ 相移**
  - **当采用PFD代替PD, 从一个频率转换为另一个频率值所需时间能够缩小5倍以上**

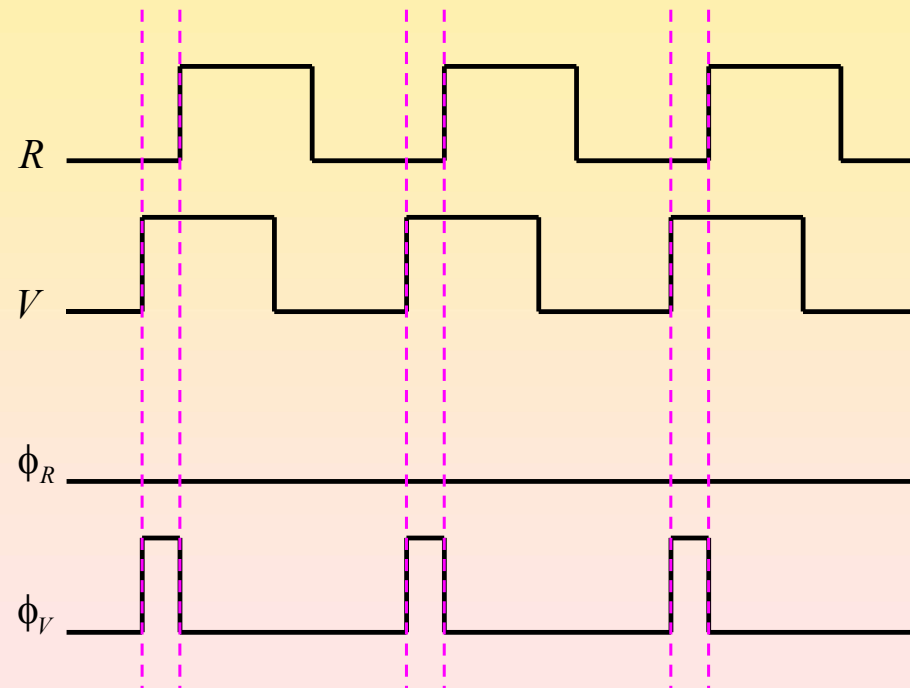
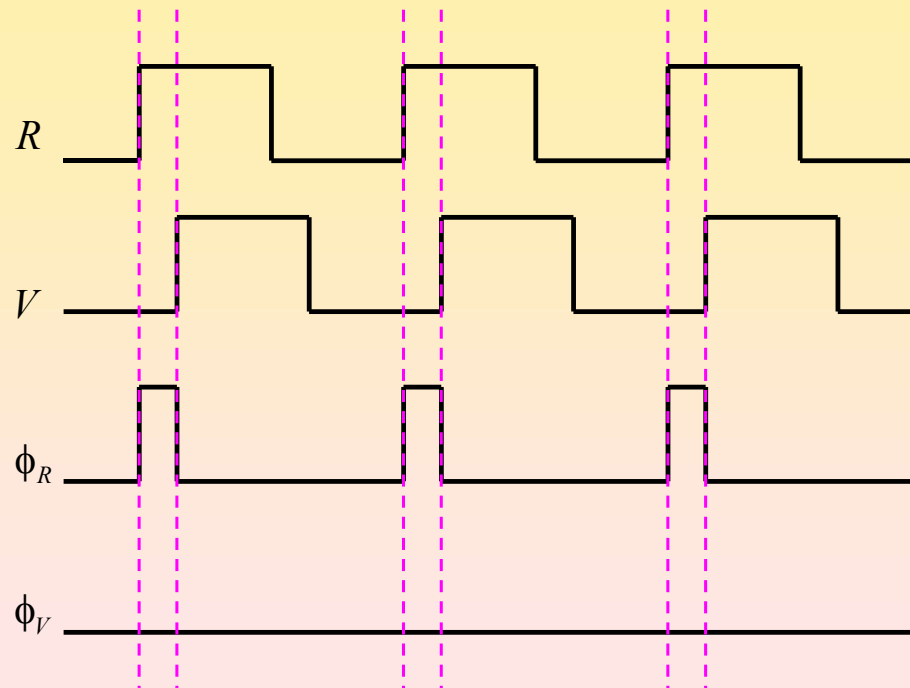
这里论述的工作波形和教材上的T4044 (pp448) 的工作波形恰好反相, 而与第8章课堂上将要讨论的MC145152的工作波形一致

## 工作原理



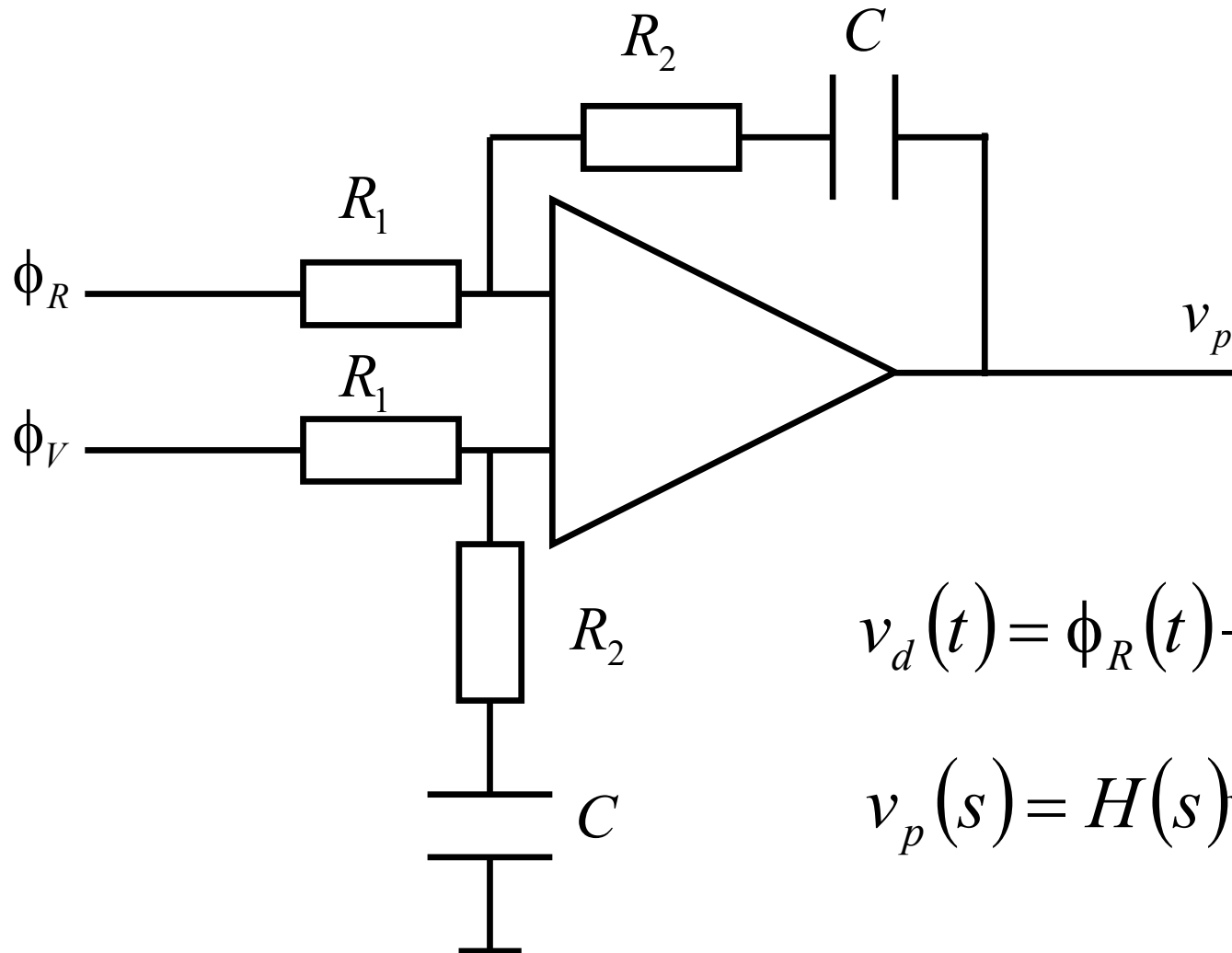
- 设鉴相器的两个输入信号的频率分别为 $f_R$  (参考信号频率) 和 $f_V$  (VCO频率), 鉴相器产生两个不互补的输出 $\phi_R$ 和 $\phi_V$ 
  - 如果 $f_V < f_R$  (或 $f_V = f_R$ , 但 $V$ 的相位滞后 $R$ ), 则鉴相器输出 $\phi_R$ 为正脉冲, 且脉冲宽度与两信号的频率差或相位差有关, 而输出 $\phi_V$ 一直为低电平
  - 如果 $f_V > f_R$  (或 $f_V = f_R$ , 但 $V$ 的相位超前 $R$ ), 则鉴相器输出 $\phi_V$ 为正脉冲, 且脉冲宽度与两信号的频率差或相位差有关, 而输出 $\phi_R$ 一直为低电平
  - 如果 $f_V = f_R$ , 且 $V$ 和 $R$ 同相, 则电路的输出 $\phi_R$ 和 $\phi_V$ 除了有极短暂的同相正脉冲外, 两者都保持低电平

# 鉴相波形图



- 由于 $\phi_R$ 和 $\phi_V$ 脉冲宽度和两个输入信号的频率差或相位差有关（成正比），所以 $v_d(t)$ 具有鉴频和鉴相功能，通过环路滤波器的作用，取出其直流分量，用于控制VCO的输出频率（和相位）

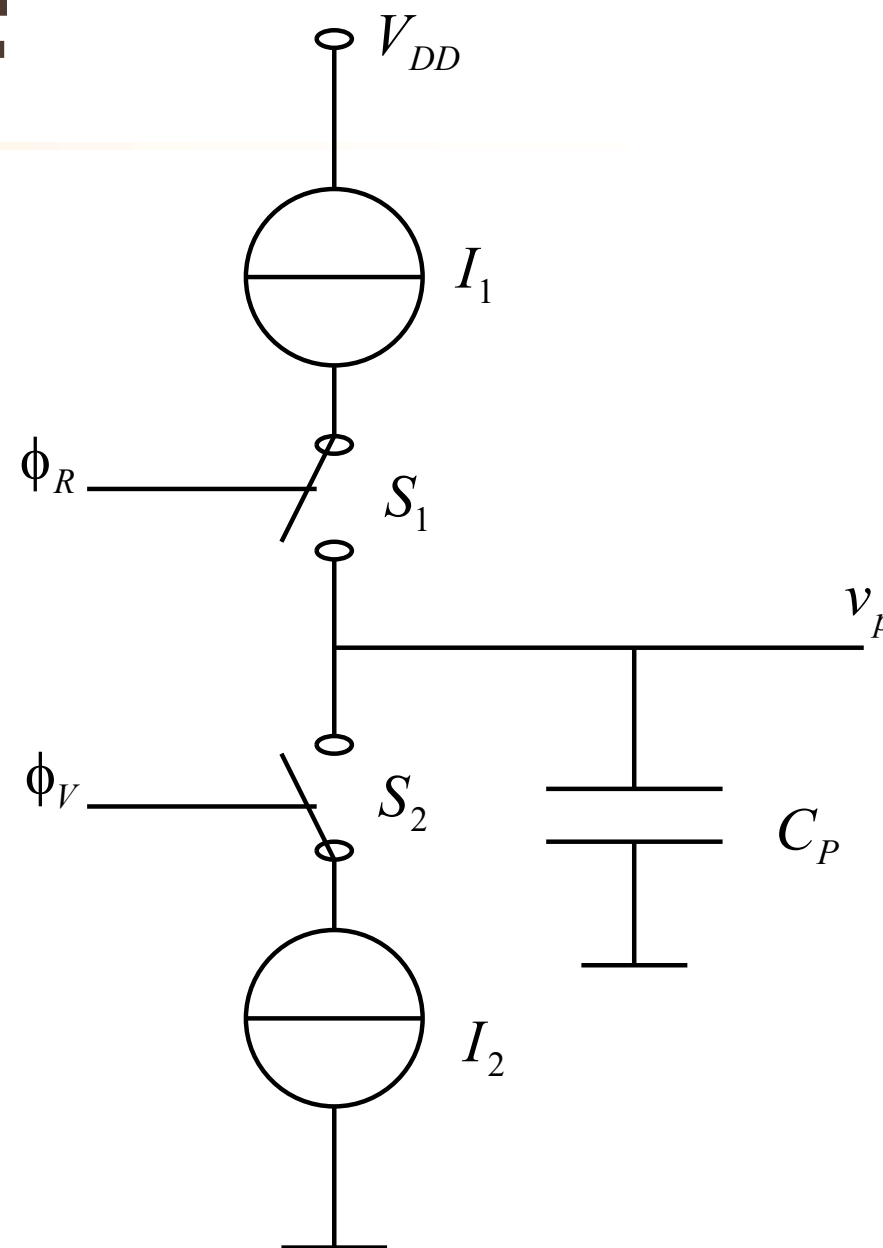
## 差分型积分滤波器作LF



如果 $f_V < f_R$ 或 $f_V = f_R$ ，但 $V$ 的相位滞后 $R$ ，则鉴相器输出 $\phi_R$ 为正脉冲，脉冲宽度与两信号的频率差或相位差成正比，而输出 $\phi_V$ 一直为低电平

## 电荷泵电路作LF

- $R$ 相位领先 $V$ ，则 $\phi_V$ 为低电平，开关 $S_2$ 断开； $\phi_R$ 为正脉冲，开关 $S_1$ 随 $\phi_R$ 的0、1变化而开关
  - 当 $\phi_R$ 为1时， $S_1$ 导通，电流源 $I_1$ 向电容 $C_p$ 充电，电压 $v_p$ 升高且为正
  - 当 $\phi_R$ 为0时， $S_1$ 断开，电容 $C_p$ 上的电荷保持
  - 因此，电容 $C_p$ 上的电压 $v_p$ 和 $\phi_R$ 上的正脉冲宽度成正比，也就是和 $R$ 和 $V$ 的频率差或相位差成正比
- 反之， $R$ 相位落后 $V$ ，电容 $C_p$ 则通过开关 $S_2$ 放电， $v_p$ 降低甚至为负
- 直至 $V$ 和 $R$ 同频同相，使得 $\phi_V$ 和 $\phi_R$ 同时为0，两个开关 $S_1$ 和 $S_2$ 均断开，输出电压保持常数---进入锁定状态





# 鉴频鉴相器和电荷泵的组合

- 采用鉴频鉴相器与电荷泵组合的一个特点是，如果 $\phi_R$ 一直为正脉冲，给电容充电的结果可使控制电压 $v_p$ 趋于 $+\infty$ ，如果 $\phi_V$ 一直为正脉冲，给电容放电的结果可使控制电压 $v_p$ 趋于 $-\infty$ 
  - 该锁相环的捕捉带仅由VCO的可变频率范围决定，因为控制电压可以达到足够大
  - 该锁相环锁定后，参考信号R与VCO输出信号V之间的相位差一定为0（同频同相），因为即使是无限小的相位差，也会在电容 $C_p$ 上形成无限的电荷积累
    - 鉴频鉴相器和电荷泵的数学模型可等效为一个理想积分器，于是其开环传递函数的相频特性为常数 -  $180^\circ$ ，环路必然是不稳定的，因此，实际电路总是将一个电阻R与 $C_p$ 串联，在开环传递函数中引入一个零点，以提高环路的稳定性

- 只做简单介绍
  - 分类、NE565集成锁相环、数字锁相环

## 7.5 集成锁相环

### 模拟环 (APLL)

通用型

VCO, PD, (+放大器)

专用型

具有解调功能

### 数字环 (DPLL)

通用型

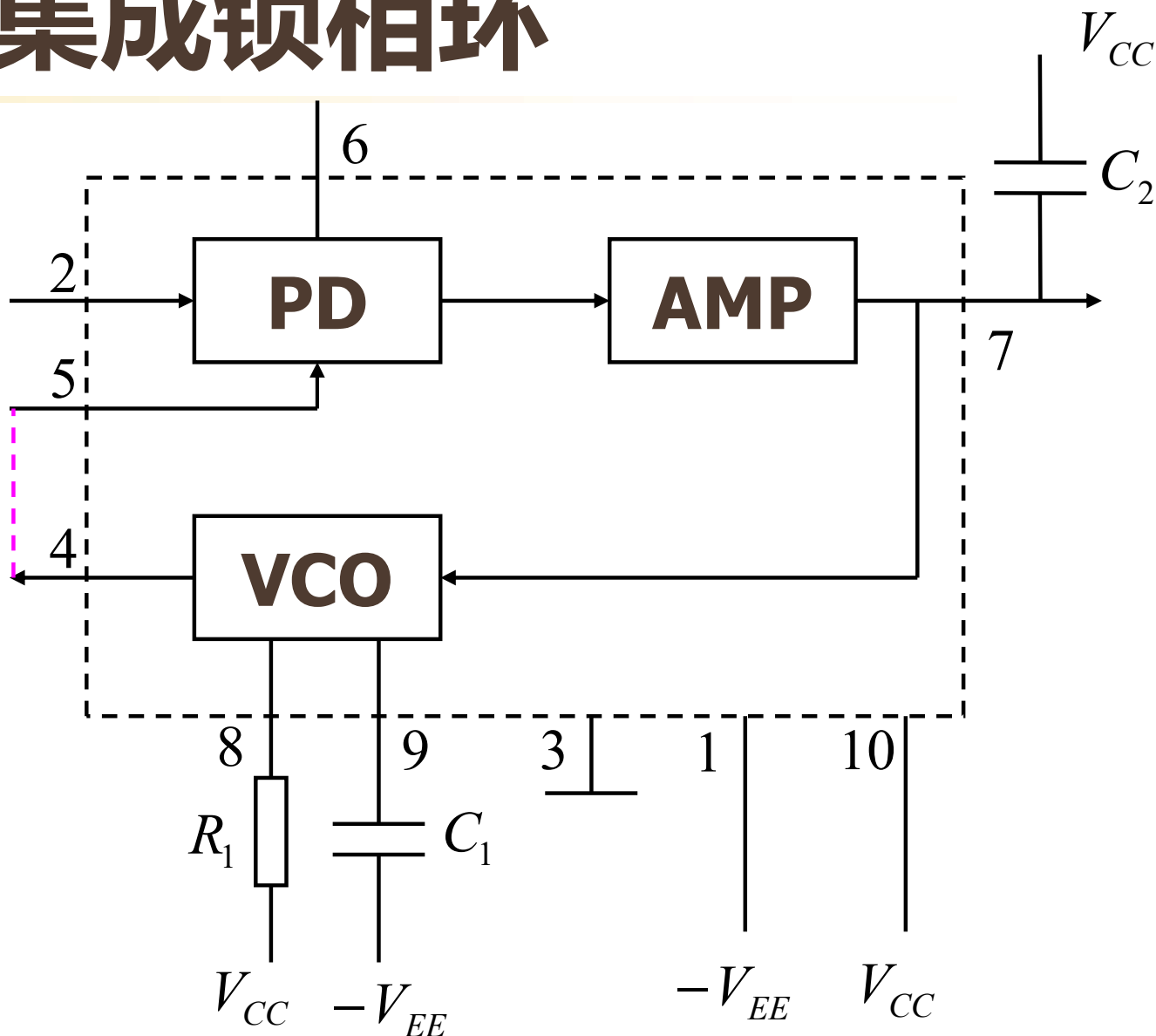
VCO, PD, (+分频器)

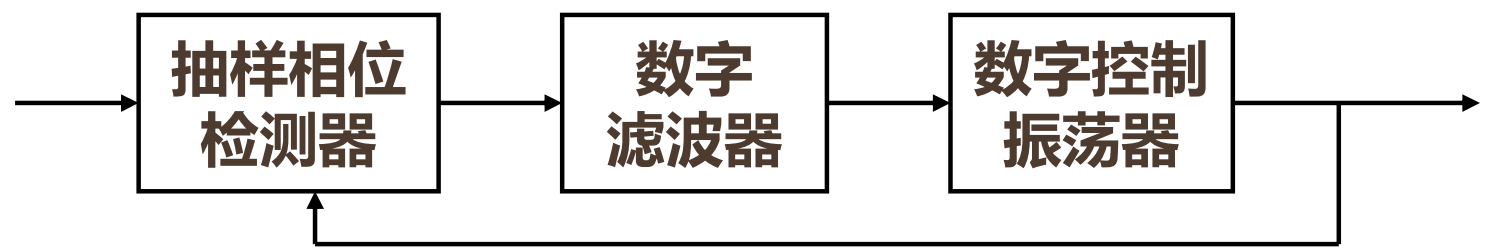
专用型

用于频率合成器

# NE565集成锁相环

- $R_1, C_1$  为定时电阻和定时电容
- $C_2$  和放大器输出阻抗组成RC积分环路滤波器
- pp456-463, PSPICE仿真结果
  - 输入为频率斜升信号





# 数字锁相环：DPLL

- **DPLL已成为全数字相干通信、跟踪接收机和频率综合器中的核心器件**
  - 由于全部采用数字电路，受干扰的影响较模拟电路小，工作可靠性较高，易于大规模集成
  - 通常振荡器不直接受控，受控的是分频比，这将有利于提高环路的性能
  - 数字锁相环实质上是一个数字信号处理系统
    - 其功能可以用软件在微处理器中实现，改变软件设定参数即可改变环路性能，具有很大的灵活性
      - 缺陷是软件的工作速度远达不到硬件的速度



## 7.6 锁相环的应用

- 锁相环路具有许多独特的优点
  - 可实现无误差的频率跟踪
    - 频率综合器
  - 通过对环路滤波器参数的控制，实现跟踪输入信号载波变化或角度调制变化
    - 载波跟踪环---锁相接收机
    - 调制跟踪环---高质量频率解调器



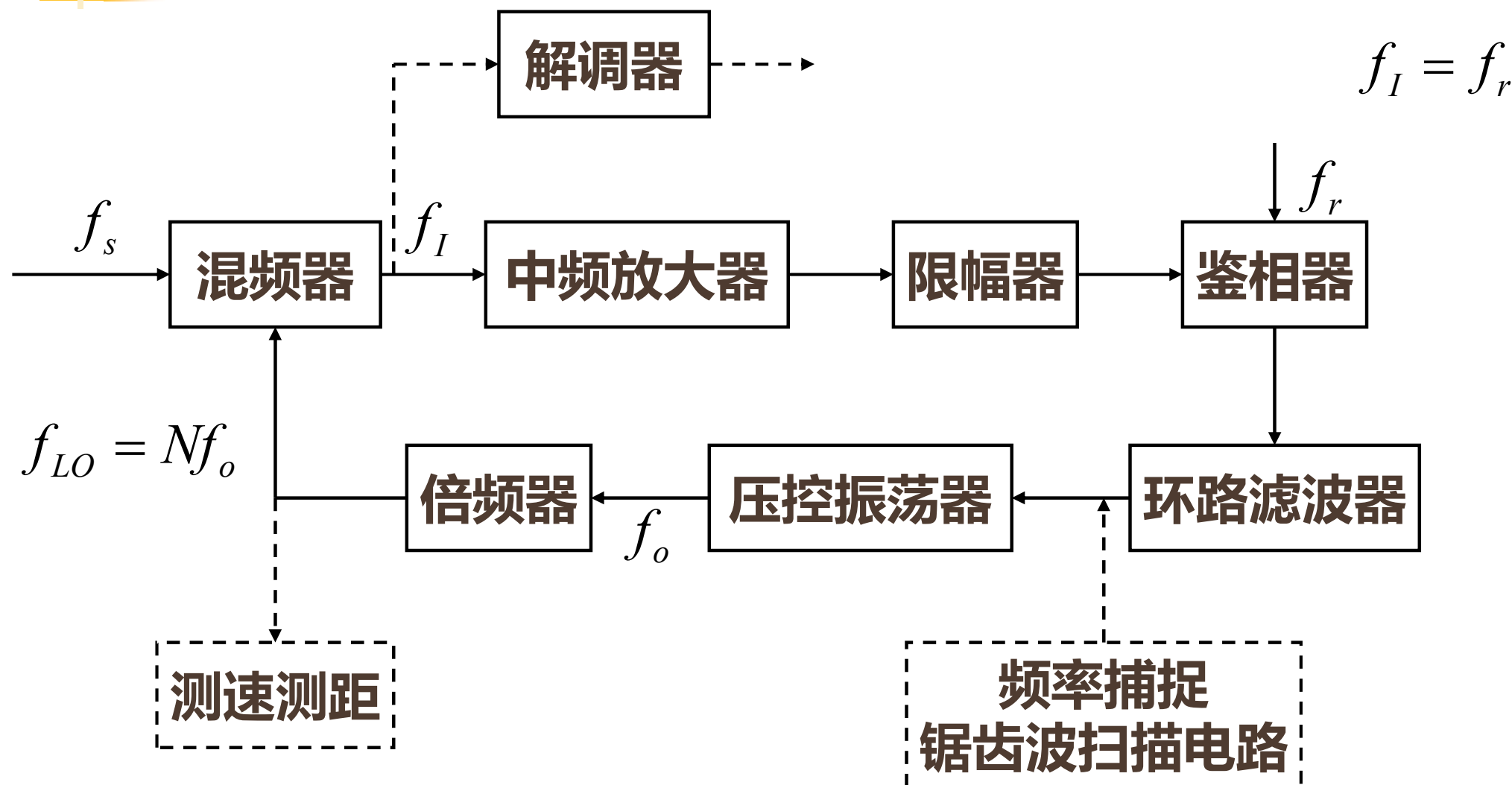
## 7.6.1 窄带跟踪滤波器

- 一般的超外差接收机，考虑到接收信号的频率漂移和本振信号的不稳定因素，中频放大器的通频带必须保持一定的宽度，这个宽度可能超过接收信号的带宽，使得接收机附加噪声影响加大，不利于微弱信号的接收
  - 当地面站接收卫星发送过来的无线电信号时，由于距离遥远，信号极为微弱
  - 卫星绕地球飞行时，由于多普勒效应，地面站接收到的信号的频率将偏离卫星发射信号的频率，且其值在一个比较大的范围内变动
  - 这种中心频率在大范围内变化的微弱信号，普通接收机接收，势必要求有足够大的带宽，接收机信噪比严重下降，无法有效检测出有用信号
  - 而利用PLL的窄带跟踪特性，则可解决这一问题

- 参考信号是高度稳定的中频信号源: $f_r$
- 混频器输出中频 $f_I$ 等于参考信号频率 $f_r$
- 输入信号 $f_s$ 有频漂, PLL使得本振 $f_{LO}$ 跟踪这个频漂

由于窄带跟踪环在载频处相当于高Q带通滤波器, 因此又被称为是窄带跟踪滤波器

# 锁相接收机

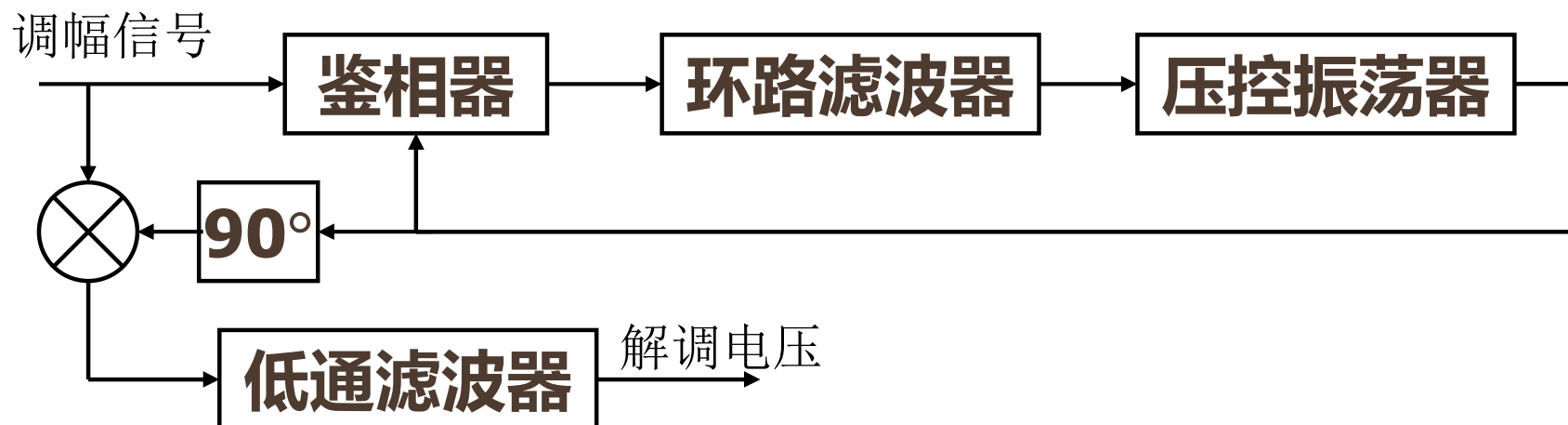


对于抑制载波的调幅方式和数字相位键控信号，相干解调是较好的解调方式  
要实现相干解调，需要一个与输入载波频率相等和很小相差的本地参考载波

## 7.6.2 载波恢复

- 如果输入信号内含有载波频率分量，则可用一个带宽很窄的滤波器将其提取出来
  - PLL的带宽可以做得很窄，而且能够跟踪载波频率的变化，所以用它来提取载波特别合适
    - 有时用插入导频方法，使得信号中含有载波成分

含有载波分量调幅波的同步检波电路  
采用窄带跟踪环获得相干的本地载波

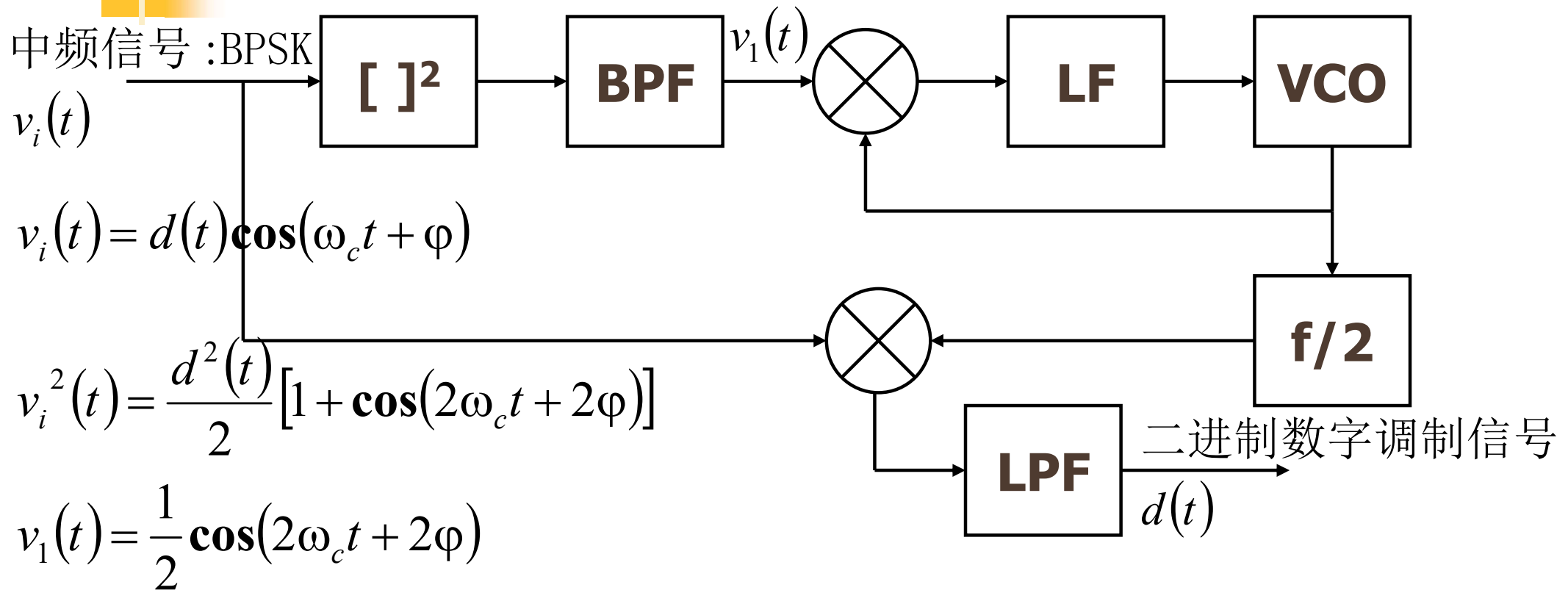




对于移相键控(PSK)信号和抑制载波的调幅信号，  
由于其频谱中不含有载频分量，故不能直接用  
载波跟踪环提取载波

必须采用非线性变换，将信号中的载波信息变换成载  
波分量，再用窄带跟踪环提取出载波，用于相干  
解调

## 平方环

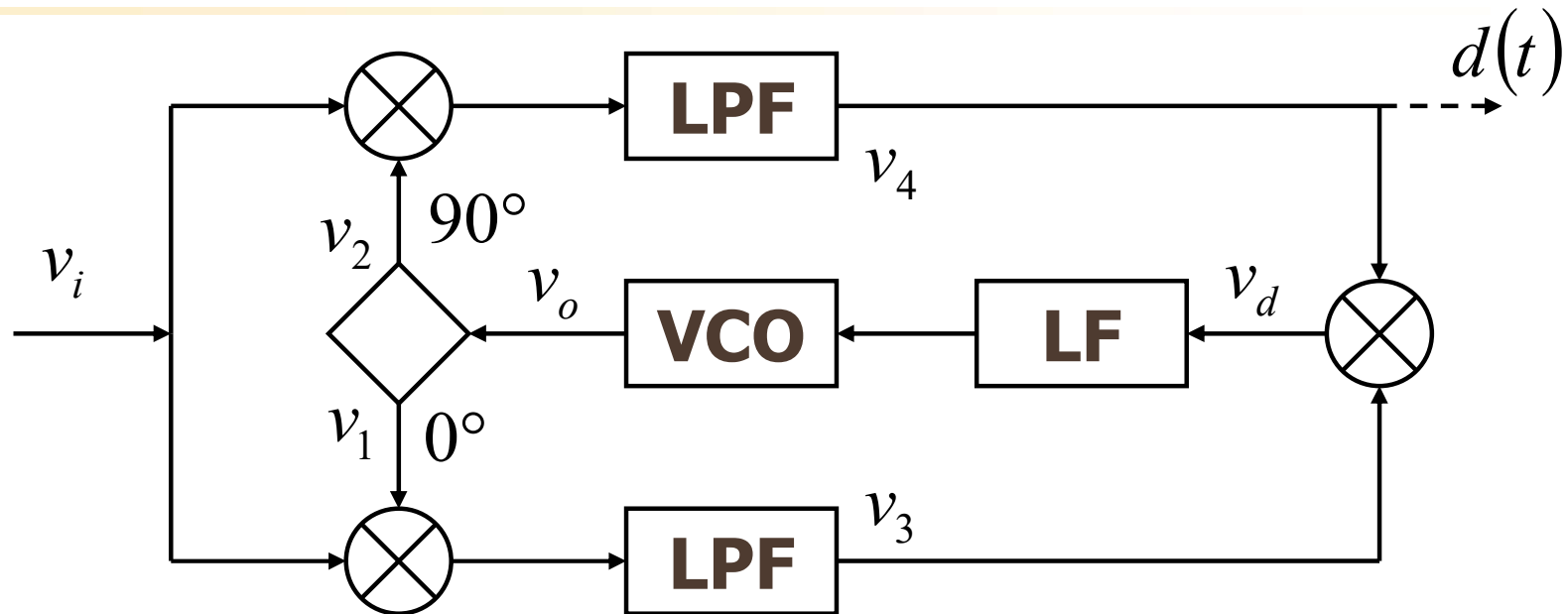


- 平方环利用平方律器件的平方作用，将无载频分量的输入信号变换为有载频倍频分量的信号输出，用载波跟踪环提取出此倍频分量，再经分频可获得相干载频

- 考斯塔斯环广泛应用于解调各种数字调制信号中

$$v_d(t) = \frac{1}{8} d^2(t) V_{om}^2 \sin 2(\varphi_1 - \varphi_2) \approx \frac{1}{4} V_{om}^2 \varphi_e(t)$$

# Costas环



$$v_i(t) = d(t) \sin(\omega_c t + \varphi_1)$$

$$v_1(t) = V_{om} \cos(\omega_c t + \varphi_2)$$

$$v_3(t) = \frac{1}{2} d(t) V_{om} \sin(\varphi_1 - \varphi_2)$$

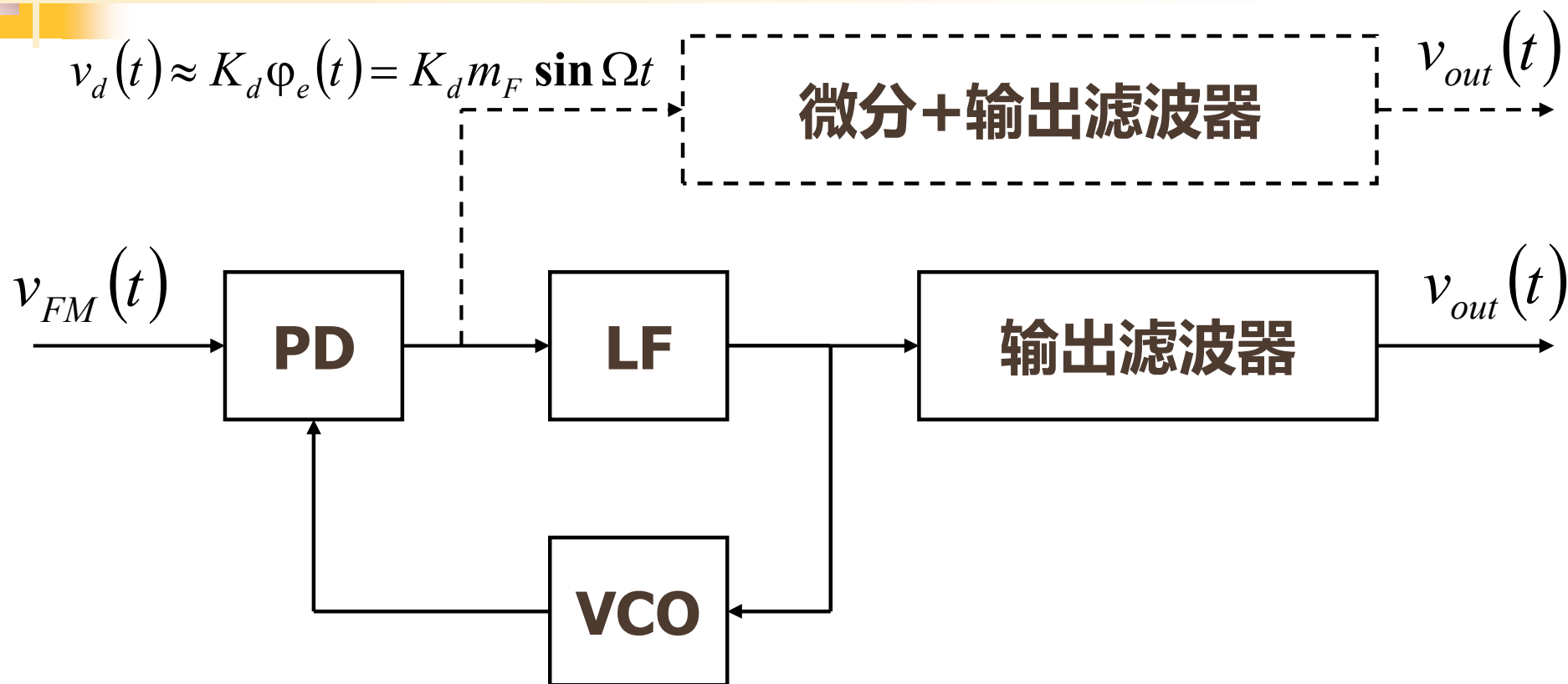
$$v_o(t) = V_{om} \cos(\omega_c t + \varphi_2)$$

$$v_2(t) = V_{om} \sin(\omega_c t + \varphi_2)$$

$$v_4(t) = \frac{1}{2} d(t) V_{om} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$$

- 如果是窄带调频，由于其频谱中含有较强的载波分量，可供环路跟踪用，锁相环作成窄带跟踪环，那么鉴相器输出就反映了输入调频波和VCO载波信号的相位差，经微分后，则可实现调频波的解调

## 7.6.3 锁相鉴频器



如果是宽带调频，其频谱中载波分量较弱，锁相环难以进行载波跟踪，尤其是宽带调频的频偏很大，最大相位偏移大，如果设计成为窄带跟踪环，大的相位偏移将成为误差信号的一部分，使得鉴相器进入非线性工作区，因此对于宽带调频，应设计为调制跟踪环

- 为了实现不失真解调，环路的带宽必须大于输入调频波调制信号的频谱宽度，环路的捕捉带 $\Delta\omega_p$ 必须大于输入调频波的最大频偏 $\Delta\omega_m$

## 调制跟踪环

$$v_i(t) = V_{im} \sin(\omega_c t + m_{fi} \sin \Omega t)$$

$$\omega_c = \omega_{o0}$$

$$v_o(t) = V_{om} \cos(\omega_c t + m_{fo} \sin(\Omega t + \varphi_H(\Omega)))$$

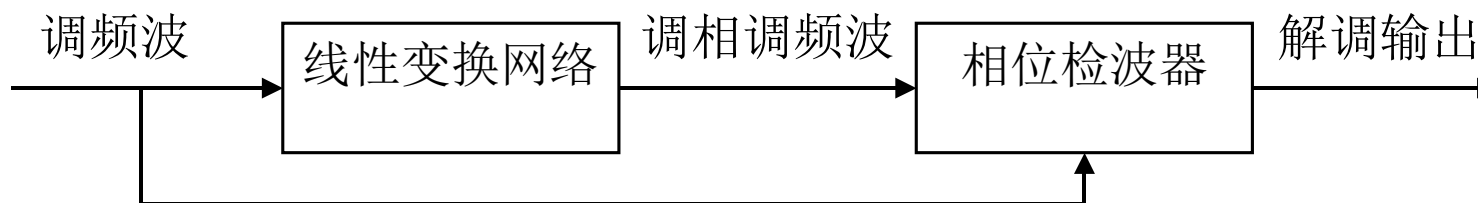
$$m_{fo} = |H(j\Omega)| m_{fi}$$

$$\omega_o(t) = \frac{d\varphi_o(t)}{dt} = \omega_c + \Omega m_{fo} \cos(\Omega t + \varphi_H) = \omega_{o0} + K_\omega v_p(t)$$

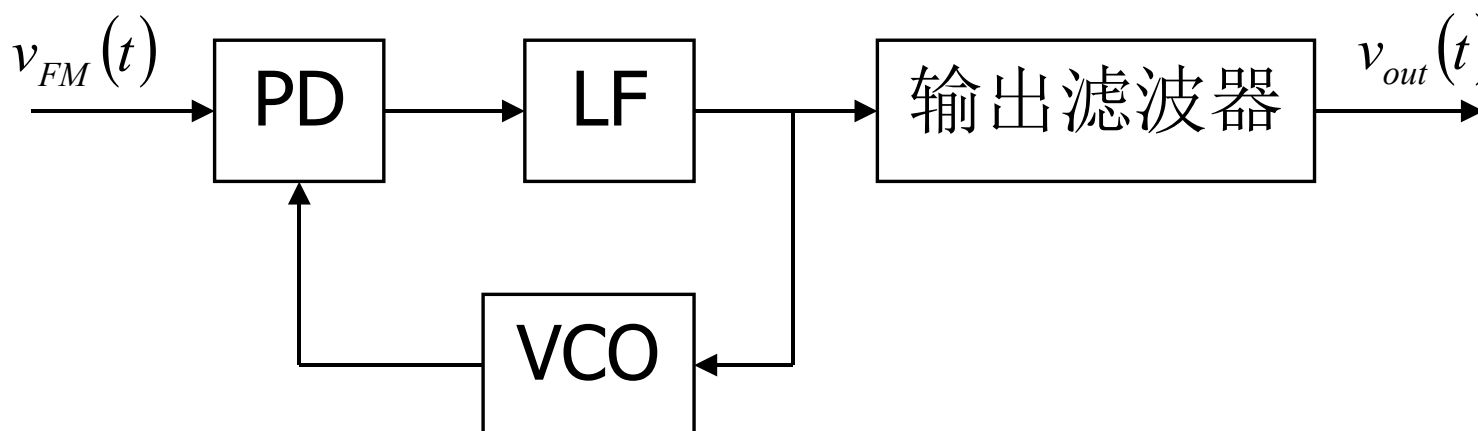
$$v_p(t) = \frac{\Omega m_{fo}}{K_\omega} \cos(\Omega t + \varphi_H) = \frac{|H(j\Omega)| \Omega m_{fi}}{K_\omega} \cos(\Omega t + \varphi_H)$$

$$= |H(j\Omega)| \frac{\Delta\omega_m}{K_\omega} \cos(\Omega t + \varphi_H) = \underbrace{|H(j\Omega)|}_{\sim 1} \frac{K_F}{K_\omega} V_{\Omega m} \cos(\Omega t + \varphi_H) \quad \sim -\Omega\tau$$

如果环路的传输特性在 $\Omega$ 处近似为1，则有 $v_p(t) = V_{\Omega m} \cos \Omega(t - \tau) = v_f(t - \tau)$



# 锁相鉴频性能优越



- 锁相鉴频类似于正交鉴频，都是将输入调频波和一相关信号相乘再通过低通滤波器
  - 正交鉴频中的相关信号是原调频波的延时信号，而锁相鉴频的相关信号来自闭环PLL中的VCO输出
    - 锁相环具有相位滤波作用，对输入信号的相位噪声相当于一个低通滤波器，可以滤除输入信号中众多的相位噪声分量，使得VCO输出信号频谱更纯，所以锁相鉴频性能优越，其输入信噪比门限很低

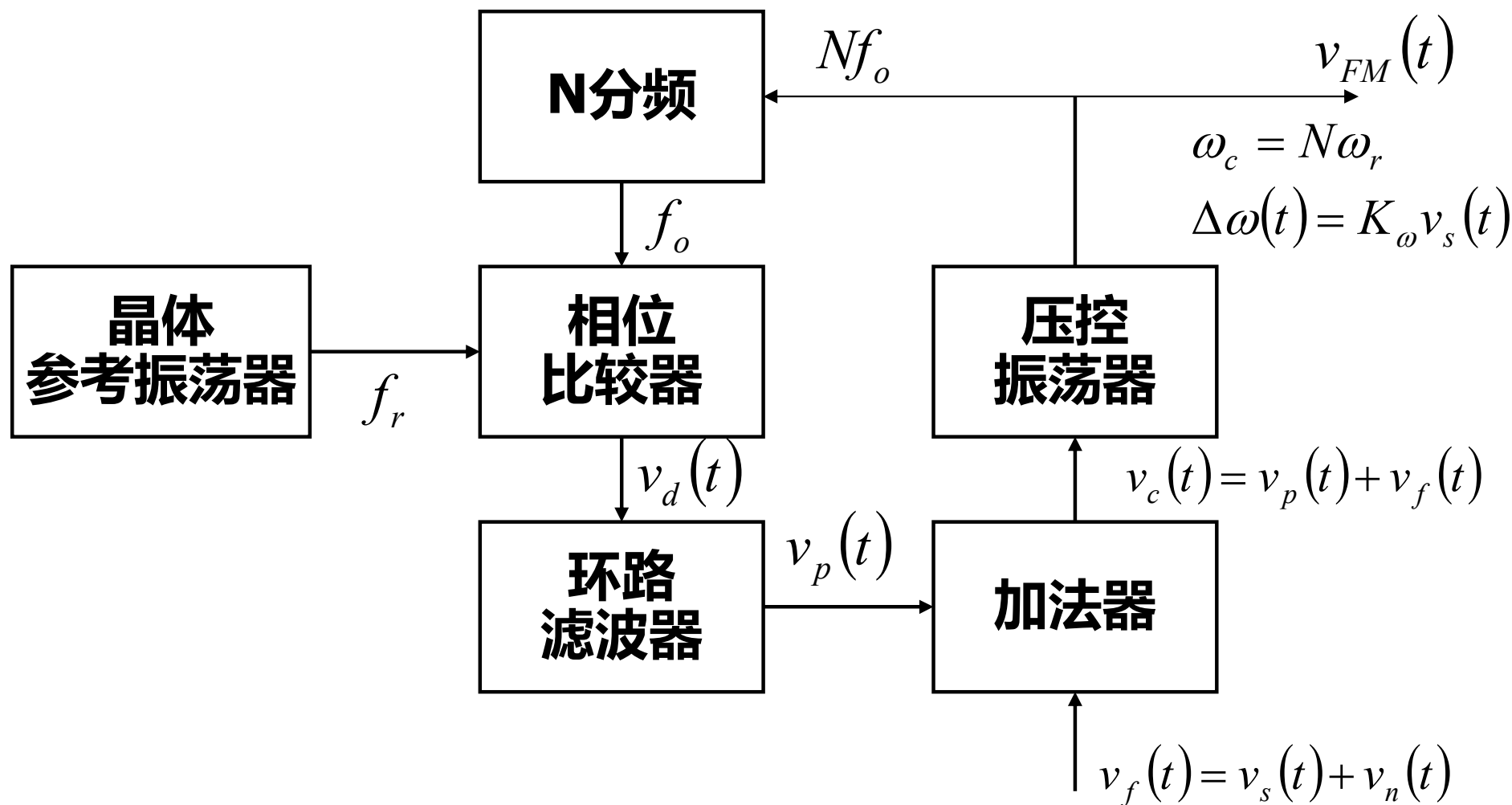


## 7.6.4 频率综合及其他应用

- **利用锁相环的频率无误差跟踪特性，由VCO产生一系列与晶体振荡器（作为输入参考信号）相同准确度和稳定度的离散频率信号---锁相环频率综合器**
  - **第8章讨论**
- **也可用于直接调频中，以提高载频的频率稳定度**

- 锁相环使得VCO输出载波频率达到晶振的频率稳定度，同时产生高调制指数的FM输出。PLL做成窄带跟踪环，使得环路滤波器输出矫正电压只稳定VCO的载波频率，而不跟踪调制信号的变化

## 用锁相环稳定调频载频的频率稳定度



# 作业

$$H_F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1}$$

- 某直接调频电路中心频率稳定度很差，因而采用如上图所示的锁相环稳定其中心频率。假设PD线性鉴相灵敏度为 $K_d$  (V/rad)，VCO线性调制灵敏度为 $K_\omega$  (rad/s·V)，LF为有源比例积分滤波器，VCO的自由谐振频率 $f_{o0}$ 恰好等于参考晶振频率的N倍， $f_{o0} = Nf_r$ 
  - 画出该锁相调频电路的PLL线性模型
  - 以 $v_f(t)$ 为输入，以VCO输出调制频偏 $\Delta\omega_o(t)$ 为输出，求频率调制传递函数
  - 请根据上述传递函数说明该电路能实现大频偏的调频，而中心频率却是稳定的
  - 将电路中的噪声归总到输入噪声中，假设信号的频谱范围为 $(\omega_{s1}, \omega_{s2})$ ，现期望噪声频率低于 $0.1\omega_{s1}$ 的噪声信号至少被抑制10dB以上，请给出你的有源比例积分滤波器两个时间常数 $\tau_1$ 、 $\tau_2$ 的设计。