

(2) 锁相环的跟踪状态

对于前述的频率和相位不变的输入信号，环路能够锁定，这是对一个锁相环最基本的要求。

对于频率和相位不变的输入信号能够锁定的环路，对于频率和相位不断变化的信号就有可能经过环路的作用，使 VCO 的频率和相位不断地跟踪输入频率的变化。这时环路所处的状态称为**跟踪状态**。换言之，环路的锁定状态是对频率和相位都固定的输入信号而言的；环路的跟踪状态是对频率和相位变化的输入信号而言的。若环路既不处在锁定状态，又不处在跟踪状态，则处在**失锁状态**。

实用的锁相环在锁定状态下的稳态相差 $\theta_e(\infty)$ 是比较小的。锁定之后，若输入信号的频率和相位发生变化，则 $\theta_e(t)$ 是变化的。在整个过程中，始终较小，则动态方程中的 $\sin\theta_e(t)$ 可近似视为 $\theta_e(t)$ ，这样的系统就近似为线性系统。应再次强调，**线性跟踪以环路锁定为前提。**

对于二阶系统跟踪性能的分析是工程上最重要的分析方法，应将环路动态方程（非线性动态方程）线性化，得到二阶线性微分方程，进而求解二阶线性微分方程获得二阶锁相环时域和频域的各项性能指标；对于高阶系统跟踪性能的分析常常以二阶系统作为近似，而后再作一些必要的修正。

(3) 差拍状态和频率牵引现象

环路需经历一个由失锁进入锁定的过程，这一过程称捕获过程。

当输入参考频率差值 $f_i - f_v$ 过大时，差拍信号的拍频较高，经环路滤波器时有一定的衰减，加到 VCO 上使 f_v 的摆动范围较小，摆不到 f_i 上，因而鉴相器输出电压不会即刻变为直流，仍是一个差拍电压。 VCO 输出频率受拍频电压的调制（调频波），因而鉴相器输出是正弦波（频率为 ω_r ）和调频波的差拍。这时鉴相器输出为一个上下不对称的差拍电压。

非正弦差拍波的直流分量对锁相环非

常重要。也就是说因为差拍波不对称，所以含有一定的直流成分，正是由于该直流分量，才产生了频率的牵引。经环路滤波器的积分作用，产生不断累积的控制电压作用于 VCO ，使 VCO 的平均频率向 ω_r 靠近，使两信号的频差减小，这样 PD 输出的差拍波的拍频率愈来愈低， LF 对其衰减愈来愈小，直流电压的累积愈来愈大，驱使 f_v 愈来愈快的移向 f_i ，直到压控瞬时频率 $f_v = f_i$ ，环路稳定下来， PD 输出由拍频波变为直流电压，环路进入稳定状态。

环路由失锁状态进入锁定状态的最大固有频差称**捕获带** $\Delta\omega_p$,
环路能维持锁定的最大固有频差称**同步带** $\Delta\omega_H$ 。图 8-17 示出了捕获带 $\Delta\omega_p$ 和同步带 $\Delta\omega_H$ 这两个性能指标的定义及测试结果。

a. 下捕获极限频率 f_1 和上同步极限频率 f_2 的测量。

固定参考输入信号的幅度，让其频率 f_i 由低→高改变，在 f_1 左侧可看到 $u_d(t)$ 的差拍波，且 f_i 愈靠近 f_1 ，拍频电压波形的不对称性愈加强，拍频愈低；在 f_1 点 $f_i = f_v$ ，此后在很大的一个频率范围内 $f_i = f_v$ ，表明环路工作在跟踪状态， f_i 增大到 f_2 点，同步至极限值，再稍增 f_i ，则 $f_i \neq f_v$ ，环路失步，因此称 f_2 称上同步极限。

b. 上捕获极限频率 f_3 与下同步极限频率 f_4 的测量

固定参考输入信号 $u_i(t)$ 的振幅，让其频率由高→低改变，在 f_3 的右侧，可看到 $u_d(t)$ 的拍频波图 8-28 (b)，且 f_i 愈靠近 f_3 ，拍频愈低，电压波形的不对称性愈强；在 $f_i=f_v$ 时，环路捕获入锁，此后再减小 f_i ， f_v 会跟踪 f_i 减小，且处处有 $f_v=f_i$ 成立，至 f_4 点，环路的同步到下极限频率值。于是，可以确定捕获范围和同步范围为

捕获范围： $f_1 \rightleftharpoons f_3$

同步范围： $f_2 \rightleftharpoons f_4$

锁相环同步范围与捕获范围测试曲线如图 8-17 所示

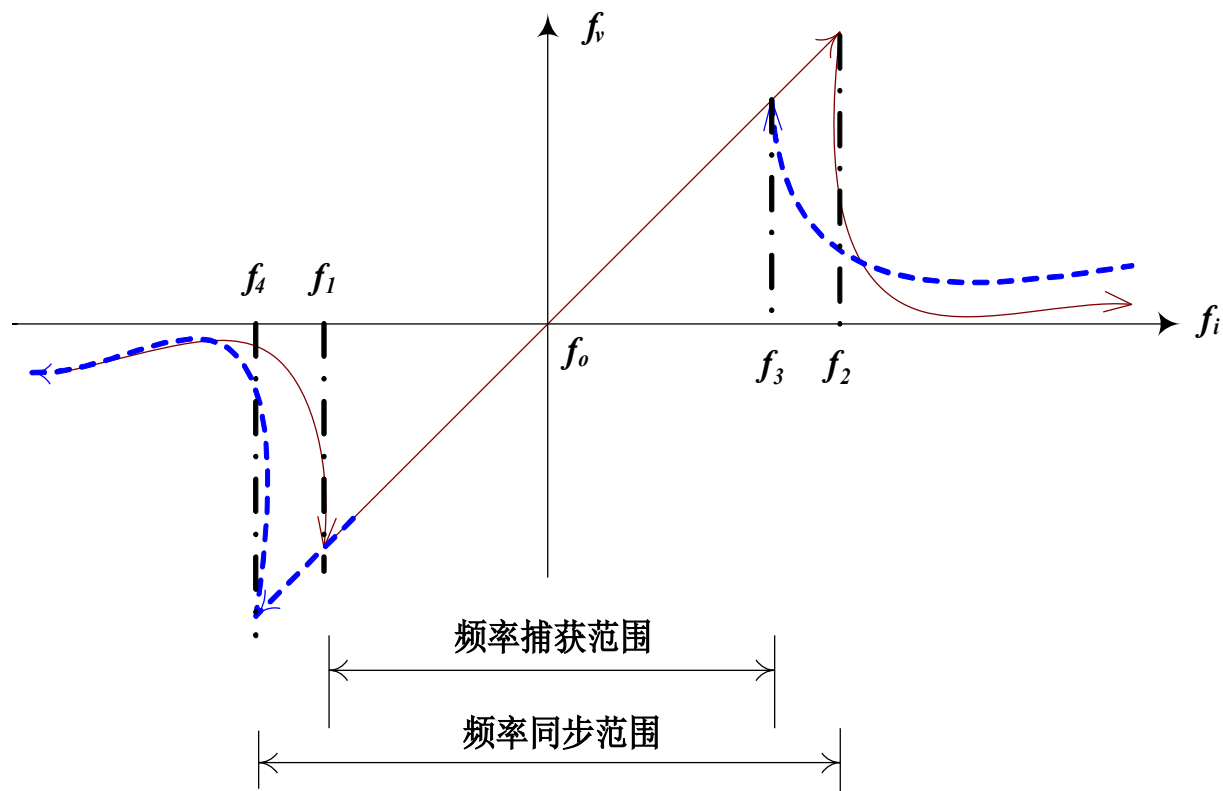


图 8-29 锁相环同步范围与捕获范围测试曲线

这两个范围在锁相环的实际应用中是极为重要的两个指标，一定要满足被跟踪信号的特性及要求。如用锁相环做调频信号的解调器使用时，同步带必须大于调频信号的最大频率偏移量 Δf_m ；用锁相环做频率合成器使用时，频率合成器的输出频率范围必须小于锁相环的捕获范围，频率步进一旦超出捕获范围，即使仍在同步范围之内，也无法输出设定的频率值。

总 结

PLL 的基本特性：当环路处于正常工作状态（锁定或跟踪）时，具有以下四方面的特性。

（1）锁定特性：环路锁定在固定频率以后，两信号的频差为零，仅存在一个很小剩余误差，这是 AFC 做不到的。基于这一特性 PLL 在自动频率控制与频率合成技术方面获得了广泛的应用；

（2）载波跟踪特性：环路能跟踪输入信号载频产生的缓慢漂移。在这种情况下环路被设计成窄带，有称窄带环。基于这一特性 PLL 可用来提取输入已调信号的载波，也可提取淹没在噪声之中的某特定信号。

(3) 调制跟踪特性：环路能跟踪输入信号的相位调制（瞬时频率）。在这种情况下，环路被设计成宽带，又称宽带环。基于这一特性 PLL 可用来作调频信号的解调器；

(4) 低门限特性：环路中有鉴相特性的固有非线性，使 PLL 在噪声作用下，存在门限效应。理论与实践表明，对载波跟踪环，可以从 $-20dB \sim -30dB$ 信噪比中提取出有用信号。对调制跟踪环，与普通同限幅鉴频器相比，有 $4dB \sim 5dB$ 的门限扩展，这一技术在卫星通信的调频解调器中广泛采用。

PLL 的主要性能指标

可以用“稳”、“准”、“快”、“可控”和“抗扰”五大指标衡量 PLL 性能的优劣。

(1) “**稳**”指环路的稳定性。 PLL 的稳定是它工作的前提条件，若环路由负反馈变成了正反馈，就不稳定了。理论分析表明一、二阶环路是无条件稳定环；

(2) “**准**”指环路的锁定精度。 PLL 锁定后没有频差，只有剩余相差，所以锁定精度由剩余相差来表征，我们希望剩余相差越小越好

(3) “快”指环路由失锁进入锁定状态的时间，所以锁定时间由捕获时间来表征，我们希望快捕时间与捕获时间越短越好；

(4) “可控”指环路能进入锁定与维持锁定的频差范围，通常前者以快捕带与捕获带来表征，而后者以同步带来表征。我们希望捕获带和同步带越大越好，这样环路的可控能力就越强；

(5) “抗扰”指环路对干扰或噪声的过滤能力。这种能力可由环路信噪比、输出相位抖动方差、失锁概率等表征。这里未涉及。

8.3.5 锁相环路的应用◆

由以上的讨论已知，锁相环路具有以下几个重要特性：

- (1) 环路锁定后，没有剩余频差。压控振荡器的输出频率严格等于输入信号的频率。
- ◆ (2) 跟踪特性。环路锁定后，当输入信号频率 ω_i 稍有变化时， VCO 的频率立即发生相应的变化，最终使 VCO 输入频率 $\omega_r = \omega_i$ 。
- (3) 滤波特性。锁相环通过环路滤波器的作用，具有窄带滤波特性，能够将混进输入信号中的噪声和杂散干扰滤除。
- (4) 易于集成化。组成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。

下面介绍锁相环的几种应用。◆

1. 锁相环路的调频与解调◆

用锁相环调频，能够得到中心频率高度稳定的调频信号，图 8-27 是这种方法的方框图。◆

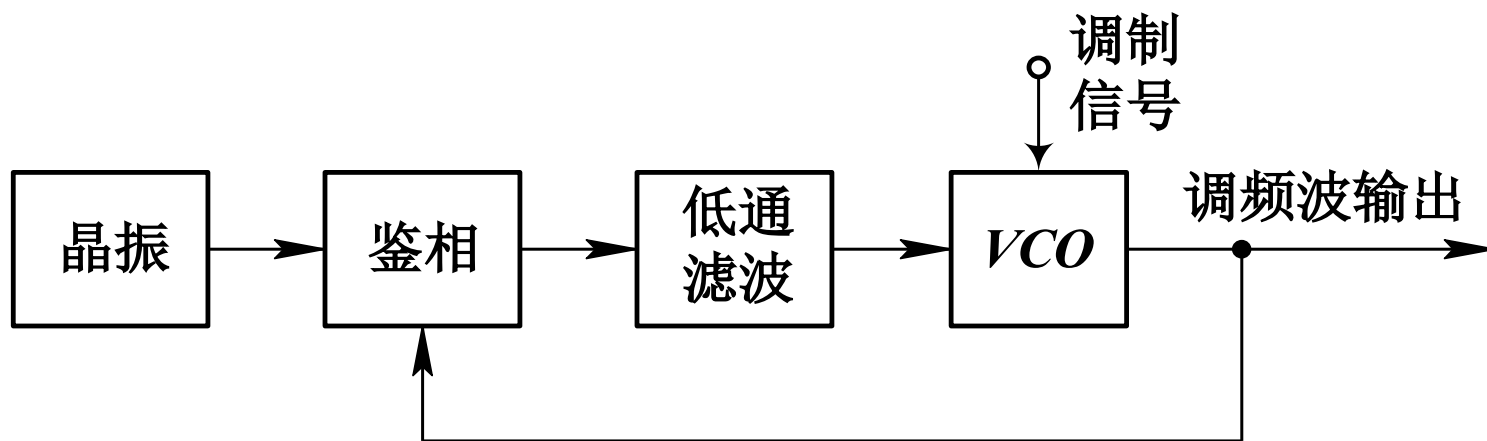


图 8-27 锁相环路调频器方框图

调制跟踪锁相环本身就是一个调频解调器。它利用锁相环路良好的调制跟踪特性，使锁相环路跟踪输入调频信号瞬时相位的变化，从而使 VCO 控制端获得解调输出。锁相环鉴频器的组成如图 8-28 所示。

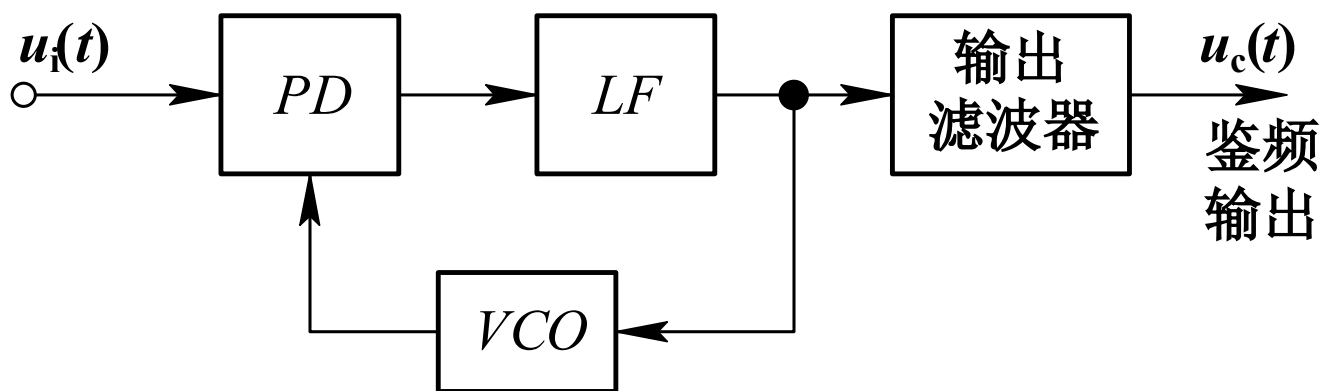


图 8-28 锁相鉴频器

设输入的调频信号为

$$u_i(t) = U_i \sin(\omega_i t + m_f \sin \Omega t) \quad (8-62)$$

其调制信号为 $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$, m_f 为调频指数。同时假设环路处于线性跟踪状态, 且输入载频 ω_i 等于 VCO 自由振荡频率 ω_0 , 则可得到调频波的瞬时相位为

$$\theta_1(t) = m_f \sin \Omega t \quad (8-63)$$

现以 VCO 控制电压 $u_c(t)$ 作为解调输出, 那么可先求出环路的输出相位 $\theta_2(t)$, 再根据 VCO 控制特性, 不难求得解调输出信号 $u_c(t)$ 。

$\theta_2(t) = k_0 u_c(t) / p$

设锁相环路的闭环频率响应为 $H(j\Omega)$,
 则输出相位为

$$\theta_2(t) = m_f |H(j\Omega)| \cos[\Omega t + \angle H(j\Omega)] \quad (8-64)$$

因而解调输出电压为

$$\begin{aligned} u_\Omega(t) &= \frac{1}{K_0} \frac{d\theta_2(t)}{dt} = \frac{1}{K_0} m_f \Omega |H(j\Omega)| \cos[\Omega t + \angle H(j\Omega)] \\ &= U_c |H(j\Omega)| \cos[\Omega t + \angle H(j\Omega)] \end{aligned} \quad (8-65)$$

式中, $U_c = \frac{1}{K_0} m_f \Omega = \frac{\Delta\omega_m}{K_0}$,

$\Delta\omega_m$ 为调频信号的最大频偏。对于设计良好的调制跟踪锁相环, 在调制频率范围内 $|H(j\Omega)| \approx 1$ 且 $\angle H(j\Omega) \approx 0$ 也接近于 0。因此,

$u_c(t)$ 确是良好的调频解调输出。

2. 同步检波器◆

如果锁相环路的输入电压是调幅波，只有幅度变化而无相位变化，则由于锁相环路只能跟踪输入信号的相位变化，所以环路输出得不到原调制信号，而只能得到等幅波。用锁相环对调幅信号进行解调，实际上是利用锁相环路提供一个稳定度高的载波信号电压，与调幅波在非线形器件中乘积检波，输出的就是原调制信号。在 AM 信号频谱中，除包含调制信号的边带外，还含有较强的载波分量，使用载波跟踪环可将载波分量提取出来，再经 90° 移相，可用作同步检波器的相干载波。这种同步检波器如图 8-30 所示。◆

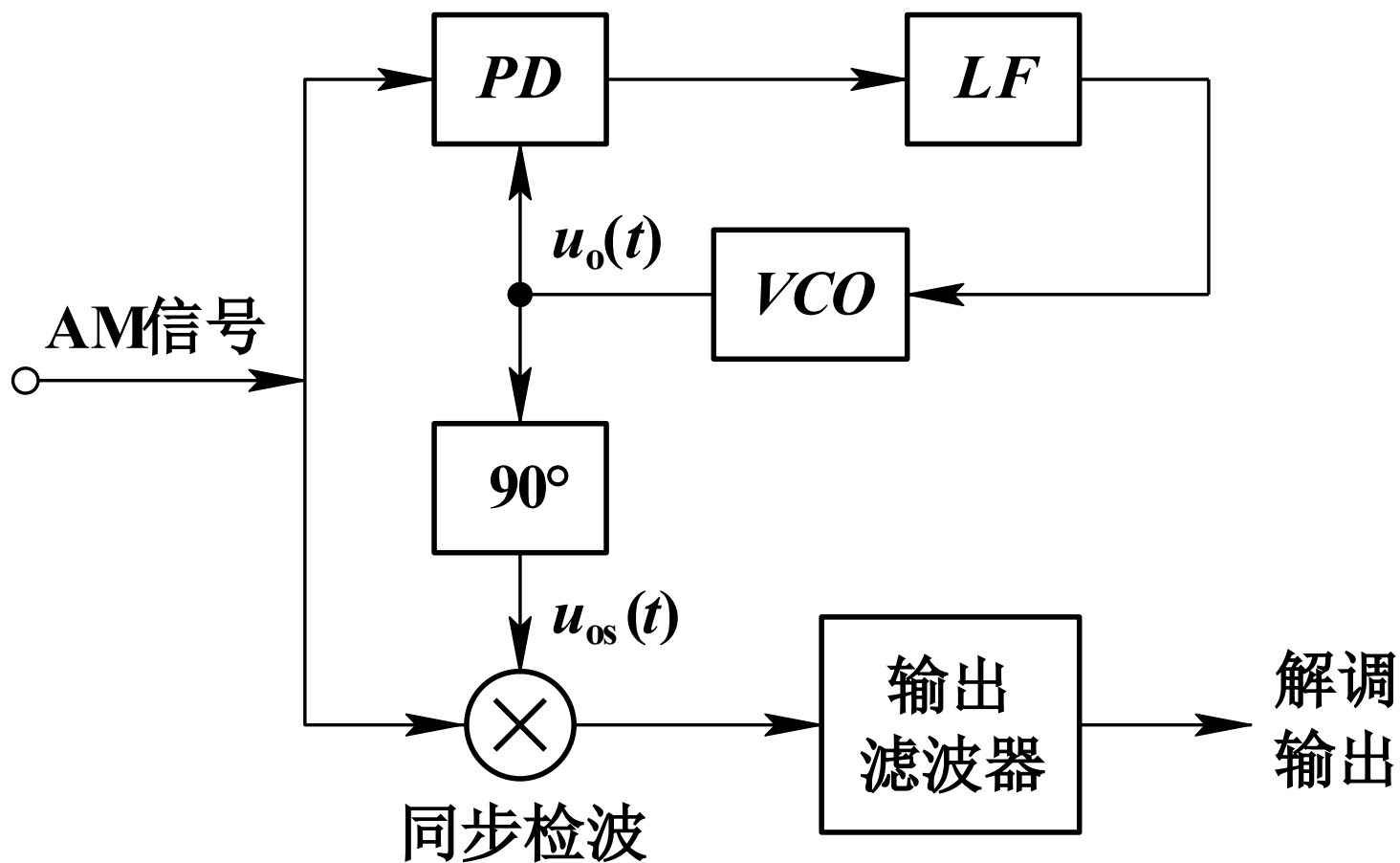


图 8-30 AM 信号同步检波器

设输入信号为

$$u_i(t) = U_i(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_i t \quad (8-66)$$

输入信号中载波分量为 $U_i \cos \omega_i t$ ，用载波跟踪环提取后输出为 $u_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0)$ ，经 90° 移相后，得到相干载波

$$u_\tau(t) = U_o \sin(\omega_i t + \theta_0)$$

将 $u_r(t)$ 与 $u_i(t)$ 相乘, 滤除 $2\omega_i$ 分量, 得到的输出信号就是恢复出来的调制信号。

◆ 锁相环路除了以上的应用外, 还可广泛地应用于电视机彩色副载波提取, 调频立体声解码、电机转速控制、微波频率源、锁相接收机、移相器、位同步、以及各种调制方式的调制器和解调器、频率合成器等。

8.4 频率合成器◆

一、频率合成器及其技术指标◆

1 . 频率范围

频率范围是指频率合成器输出的最低频率 f_{omin} 和最高频率 f_{omax} 之间的变化范围,也可用覆盖系数 $k=f_{\text{omax}}/f_{\text{omin}}$ 表示(k 又称之为波段系数)。如果覆盖系数 $k>2\sim3$ 时,整个频段可以划分为几个分波段。在频率合成器中,分波段的覆盖系数一般取决于压控振荡器的特性。

2 . 频率间隔 (频率分辨率) ♦

频率合成器的输出是不连续的。两个相邻频率之间的最小间隔,就是频率间隔。频率间隔又称为频率分辨率。不同用途的频率合成器,对频率间隔的要求是不相同的。对短波单边带通信来说,现在多取频率间隔为 100Hz, 有的甚至取 10Hz 、 1Hz 乃至 0.1Hz 。对超短波通信来说,频率间隔多取 50kHz 、 25kHz 等。在一些测量仪器中,其频率间隔可达兆赫兹量级。♦

3 . 频率转换时间◆

频率转换时间是指频率合成器从某一个频率转换到另一个频率，并达到稳定所需要的时间。它与采用的频率合成方法有密切的关系。◆

4 . 准确度与频率稳定度◆

频率准确度是指频率合成器工作频率偏离规定频率的数值，即频率误差。而频率稳定度是指在规定的时间内，频率合成器频率偏离规定频率相对变化的大小。

5 . 频谱纯度◆

影响频率合成器频谱纯度的因素主要有两个，一是相位噪声，二是寄生干扰。◆相位噪声是瞬间频率稳定度的频域表示，在频谱上呈现为主谱两边的连续噪声，如图 8-31 所示。

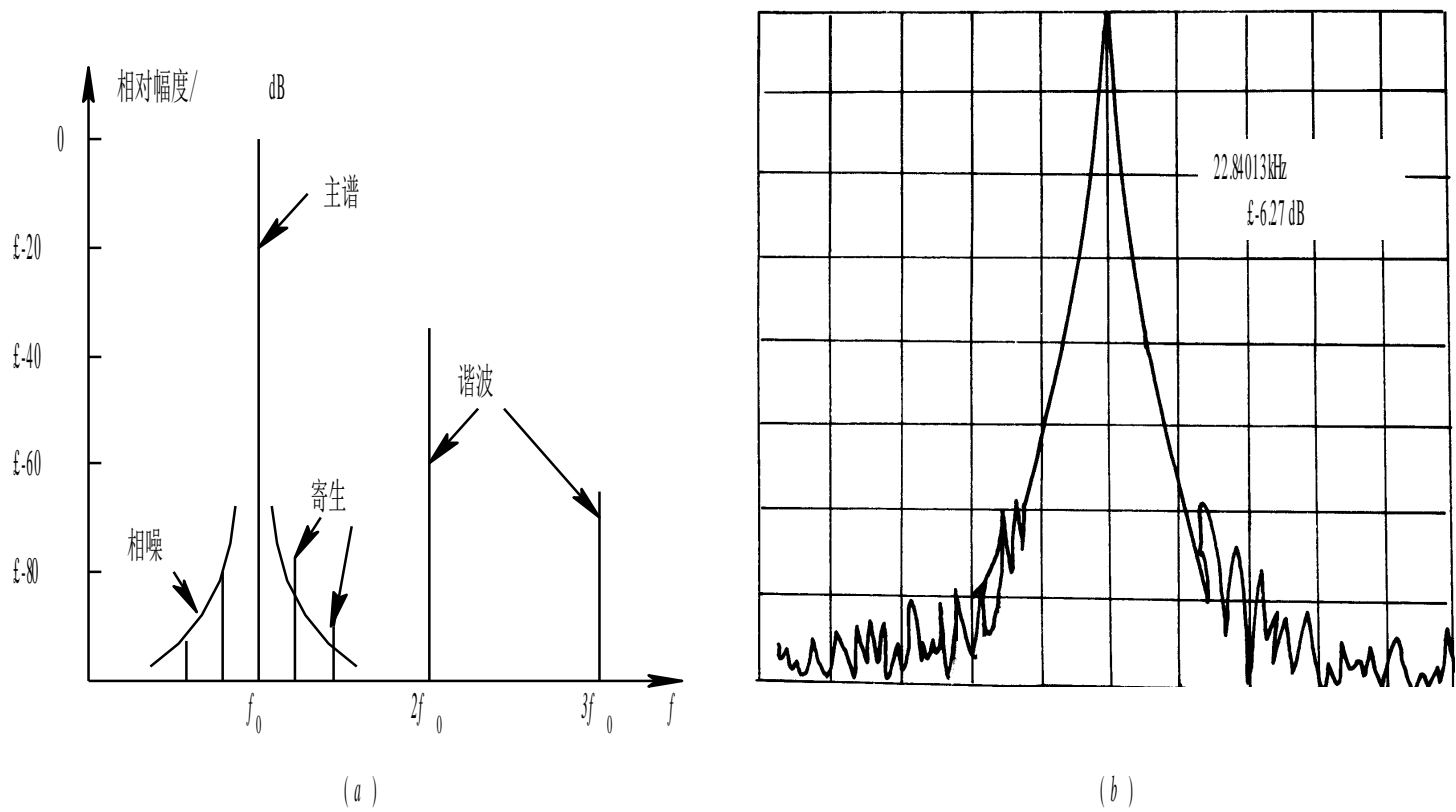


图 8-31 频率合成器的频谱

二、频率合成器的类型◆

频率合成器可分为直接式频率合成器, 间接式 (或锁相) 频率合成器和直接式数字频率合成器。◆

1 . 直接式频率合成器 (*DS*) ◆

直接式频率合成器是最先出现的一种合成器类型的频率信号源。这种频率合成器原理简单, 易于实现。其合成方法大致可分为两种基本类型: 一种是所谓非相关合成方法; 另一种称为相关合成方法。

2 . 间接式频率合成器 (IS) ◆

间接式频率合成器又称为锁相频率合成器。锁相频率合成器是目前应用最广的频率合成器，也是本节主要介绍的内容。◆

直接式频率合成器中所固有的那些缺点，如体积大、成本高、输出端出现寄生频率等，在锁相频率合成器中就大大减少了。基本的锁相频率合成器如图 8-32 所示。当锁相环锁定后，鉴相器两输入端的频率是相同的，即

$$f_r = f_d \quad (8-67)$$

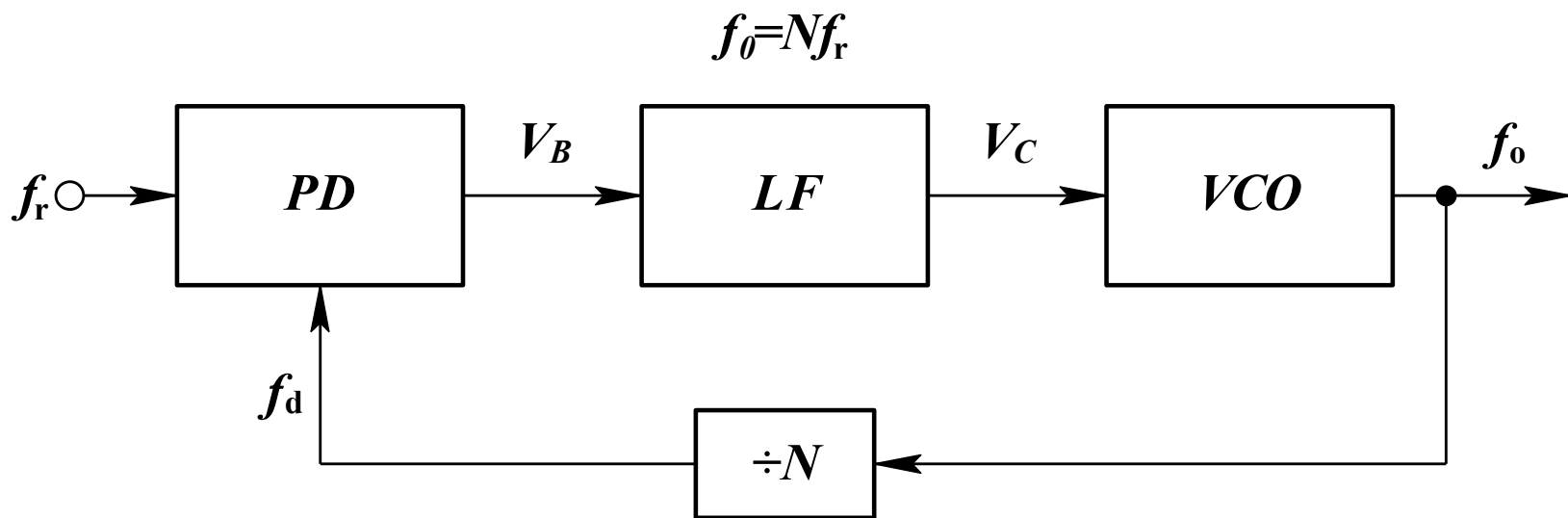


图 8-32 基本锁相频率合成器

VCO 输出频率 f_o 经 N 分频得到

$$f_r = \frac{f_o}{N} \quad (8-68)$$

所以输出频率是参考频率 f_r 的整数倍, 即

$$f_o = Nf_r \quad (8-69)$$

转换时间取决于锁相环的非线性性能，精确的表达式目前还难以导出，工程上常用的经验公式为

$$t_s = \frac{25}{f_r} \quad (8-70)$$

转换时间大约等于 25 个参考频率的周期。分辨率与转换时间成反比。例如 $f_r=10Hz$ ，则 $t_s=2.5s$ ，这显然难以满足系统的要求。

固定分频器的工作频率明显高于可变分频比，超高速器件的上限频率可达千兆赫兹以上。若在可变分频器之前串接一固定分频器的前置分频器，则可大大提高 VCO 的工作频率，如图 8-3 3 所示。前置分频器的分频比为 M ，则可得

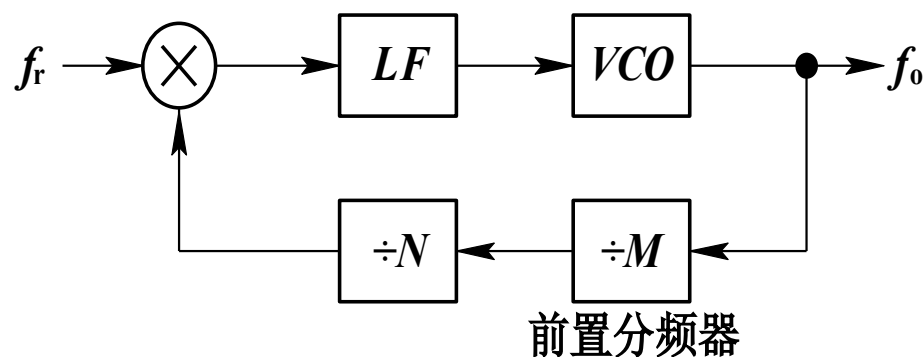


图 8-33 有前置分频器的锁相频率合成器

$$f_o = N(Mf_r) \quad (8-71)$$

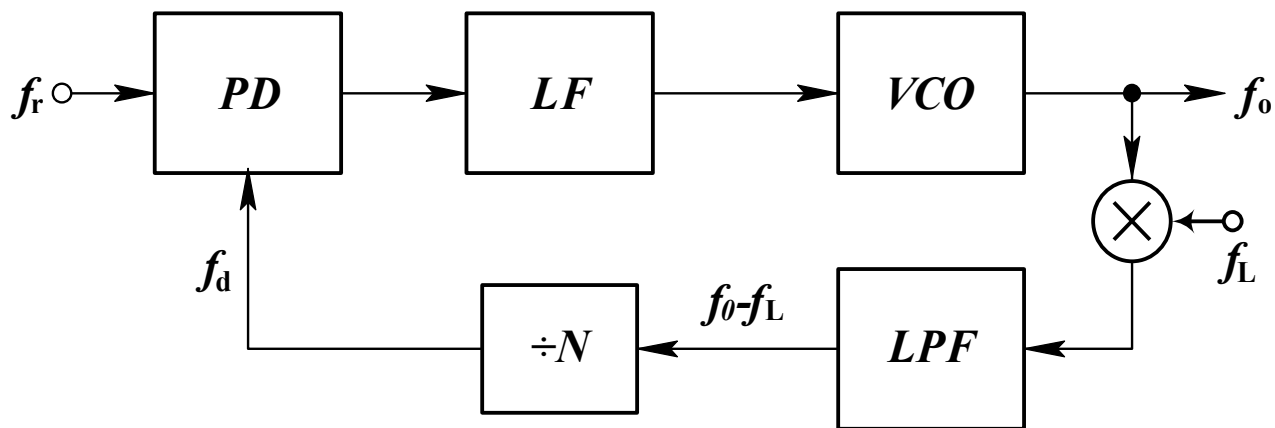


图 8-34 下变锁相频率合成器

混频后用低通滤波器取出差频分量，分频器输出频率为

$$f_d = f_r = \frac{f_0 - f_L}{N} \quad (8-72)$$

因此

$$f_0 = f_L + Nf_r \quad (8-73)$$