

锁相

顾耀祺 编著

科学出版社

锁 相

顾 耀 祺 编著

科 学 出 版 社

1975

内 容 简 介

本书是作者根据几年来的工作实践并参考国内外有关资料编写而成的。

本书的特点是从国内情况出发,切合我国实际。书中对回路理论的阐述浅显易懂,同时结合不少具体实例进行了详尽的分析,文字也较为简练。

全书共分十章。内容包括:锁相环路的基本原理,环路主要部件特性分析,环路自动搜索电路及锁定指示,环路稳定性分析及校正网络的应用,环路的测量,环路应用及设计举例;对注入锁相、激光稳频技术也作了介绍。

本书可供从事通信、雷达、遥控、遥测等方面工作的工人、工程技术人员参考。

锁 相

顾 耀 祺 编著

*

科 学 出 版 社 出 版

北京朝阳门内大街 137 号

中 国 科 学 院 印 刷 厂 印 刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

*

1975 年 1 月 第 一 版 开本: 787×1092 1/32

1975 年 1 月 第一次印刷 印张: 8 3/4

印数: 0001—10,200 字数: 197,000

统一书号: 15031·80

本社书号: 301·15—8

定 价: 0.90 元

前 言

相位锁定技术作为一门比较新兴的科学，近几年来在许多领域，如无线电通信、雷达、空间技术等方面已得到了广泛应用，估计在未来的激光雷达等技术中也必将得到进一步的应用。为了适应我国电子工业飞速发展的需要，本人利用近几年来所收集的国内外有关资料并结合自己的工作体会，编写了此书。

本书大部分分析设计是以二阶环路为对象，同时尽量使用通俗语言及实际例子进行叙述，以便使一般初学者能由浅入深地学习它，并在此基础上进一步去阅读其它的著作。

在编写过程中，得到了领导和同志们的大力帮助；林醇德、徐永元等同志仔细校阅了本书原稿，并提出了不少宝贵的修改意见。在此表示衷心的感谢。

由于本人水平有限，经验不足，书中必定存在不少错误和不妥之处，欢迎广大读者批评指正。

 顾耀祺

1973. 1

主 要 符 号 表

A	直流放大器增益
B_d	环路噪声带宽(双边), 赫
B_L	环路噪声带宽(单边), 赫
B_{LO}	B_L 的门限值, 赫
B_G	晶体三极管
D	晶体二极管
e_d, E_0	鉴相器输出电压, 伏
f	频率, 赫
f_s	晶体串联谐振频率, 赫
f_p	晶体并联谐振频率, 赫
$F(s)$	环路滤波器传递函数
$G(s)$	环路开环传递函数
$H(s)$	环路闭环传递函数
$H_e(s)$	误差传递函数
$i(t)$	单位(输入)阶跃函数
J	继电器
k	波兹曼常数, 比例常数等
K	环路增益常数, 环路增益, 秒 ⁻¹
K_d	鉴相器灵敏度, 伏/度
K_m	乘法器常数
K_v	电压控制振荡器灵敏度, 度/秒·伏
$L(\omega)$	开环增益, 分贝
$\times n$	倍频次数

$\div n$	分频次数
N	噪声系数, 分贝
P_s	信号功率, 瓦
P_n	噪声功率, 瓦
s	拉普拉斯复变量
$[S]$	复数平面
T_1, T_2	环路滤波器时间常数, 秒
T_s	系统过渡过程时间, 秒
u_1	输入信号电压, 伏
u_2	输出信号电压, 伏
u_n	噪声电压, 伏
U_m	电压幅值, 伏
U	电压有效值, 伏
$W(u)$	概率分布函数
$X(s)$	输出信号的拉氏变换
α	(限幅器)信号抑制系数
α_0	α 的门限值
ξ	阻尼系数
φ_1	输入相位, 弧度
φ_2	输出相位, 弧度
φ	相位误差, 弧度
ω	角频率, 弧度/秒
ω_1	输入信号角频率, 弧度/秒
ω_2	输出信号角频率, 弧度/秒
ω_c	环路系统截止角频率, 弧度/秒
ω_n	无阻尼谐振(角)频率或自然频率, 弧度/秒
$\Delta\omega$	(角)频率差, 弧度/秒
$\Delta\omega_H$	同步带, 弧度/秒

• v •

$\Delta\omega_p$	捕捉带, 弧度/秒
λ	拉格朗日因子
ζ	信噪比
$\sigma\%$	超调量
$\sigma_\Omega(\sigma_{\dot{\Phi}})$	均方根频率抖动, 弧度/秒
σ_Φ	均方根相位抖动, 弧度
σ_Φ^2	相位抖动, 弧度 ²
Φ_Φ	相位噪声功率谱密度, 弧度 ² /赫
$\Phi_\Omega(\Phi_{\dot{\Phi}})$	频率噪声功率谱密度, 弧度 ² /秒
PD	鉴相器缩写
VCO	电压控制振荡器缩写

目 录

第一章	相位锁定原理	1
第二章	环路分析	7
2.1	鉴相器(乘法器或减法器).....	7
2.2	电压控制振荡器(积分器).....	10
2.3	基本传递函数	11
2.4	锁相基本方程	16
2.5	锁相振荡器的稳定度	32
2.6	小结	34
第三章	鉴相器和电压控制振荡器	39
3.1	鉴相器	39
3.2	电压控制振荡器	56
第四章	自动搜索和锁定指示	72
4.1	锁定指示	72
4.2	自动搜索	84
第五章	环路稳定性分析	91
5.1	幅相频率稳定判据	91
5.2	环路滤波器的对数幅相频率特性	96
5.3	开环增益图	105
5.4	$R-C$ 补偿电路(RC 校正网络)	111
第六章	根轨迹及其在锁相系统中的应用	123
6.1	根轨迹的概念	123
6.2	绘制根轨迹的法则与实例	127

6.3	根轨迹法在锁相系统中的应用	137
第七章	噪声对锁相环路的影响	154
7.1	噪声基本知识	154
7.2	噪声分析	162
7.3	最佳环路滤波器与最佳环路	170
7.4	限幅器的影响	178
7.5	锁相环路的门限信号电平	182
第八章	锁相环路的测量	185
8.1	环路开环特性测量	185
8.2	环路闭环特性测量	192
第九章	锁相的应用	203
9.1	提高晶体振荡器的稳定度	203
9.2	微波锁相	205
9.3	跟踪滤波器	210
9.4	锁相倍频器	218
9.5	相位自校	222
9.6	频率合成器及其它	227
9.7	设计举例	232
第十章	注入锁相和激光稳频技术	239
10.1	注入锁相	239
10.2	激光稳频技术	242
附 录		247
I.	线性系统中均方误差分析的积分计算	247
II.	两种环路滤波器传递函数公式的推导	250
III.	绘制根轨迹基本法则的推导	254
参考资料		269

第一章 相位锁定原理

众所周知,锁相环路和自动频率控制系统一样,均为一种频率反馈系统。其区别在于:自动频率控制系统的被控振荡器的频率和参考(基准)频率相比较,为了使该系统工作,它要求输出频率有一小的但是一定的频率误差。而相位锁定系统就没有此固定的(频率)误差,它只有频率积分的误差,即相位差的误差。

基本的相位锁定电路是由相位比较器(鉴相器)、低通滤波器(又称环路滤波器)、误差信号放大器以及电压控制振荡器组成*,见图 1-1。

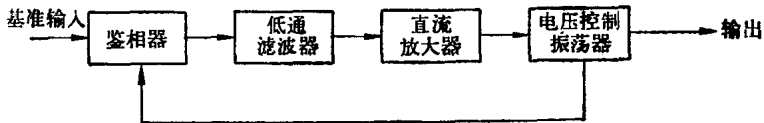


图 1-1 基本锁相环路方框图

相位比较器(鉴相器)将输入信号(基准信号)和电压控制振荡器的输出信号(一部分)进行比较。鉴相器的直流输出与其两个输入信号之间相位差的余弦成正比,即相位差为 90° ($\pi/2$) 时,鉴相器的输出为零。当相位差偏离 90° 而变化时,则鉴相器的输出或正或负,其正、负决定于相位差变化的方向。

因为相位的含义是对简谐振荡而言的,所以鉴相特性必

* 电压控制振荡器简称压控振荡器,通常以英文缩写 VCO 表示。
相位检波器又称鉴相器,通常以英文缩写 PD 表示。

定是周期为 2π 的函数。典型的鉴相器特性为正弦波、三角形波和锯齿波(图 1-2)。

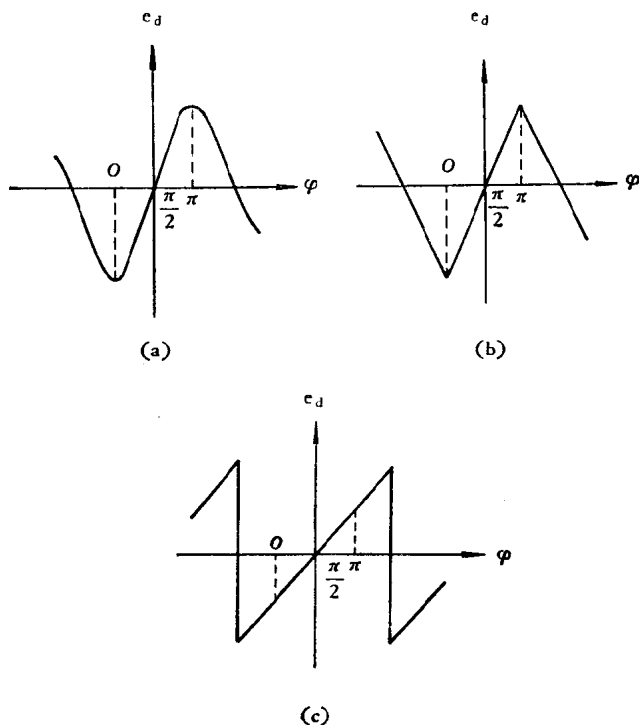


图 1-2 典型的鉴相器特性
(a) 正弦波 (b) 三角波 (c) 锯齿波

鉴相器的输出电压经过低通滤波器和直流放大器(有时不加直流放大器)后加到电压控制振荡器的控制级(电压控制振荡器可以看作是由两部分组成:一个是振荡器本身,另一个是由变容二极管组成的控制级),迫使电压控制振荡器的输出信号和基准输入信号同步(即频率相等)。

当环路处于同步范围(稳态)内时,输入频率等于输出频率,即系统无频率误差。这时系统只具有一个剩余相位差(又

称静态相位差或简称静差)。就是该剩余相位差的存在才保证了被控振荡器(电压控制振荡器)和基准输入频率的一致。

系统能够保持同步的最大输入频率的失谐频带称为同步带(又名同步范围或锁定范围)。

当电压控制振荡器的频率趋于变化时,这个频率变化的趋势首先在鉴相器中作为相位差的变化被“察觉”出来,于是鉴相器的输出电压发生变化;反过来它又控制电压控制振荡器的频率,使其保持不变。这是因为锁相环路系统是反馈系统,应用反馈可降低系统中由于参数的变异所引起的输出变化,即对系统参数的变化具有一定的自调整能力。

系统能被捕捉住的最大输入频率失谐的频带称为捕捉带。

在失锁的情况下,输入鉴相器的两个信号频率是不相同的,所以鉴相器的输出是一个差频(拍频)信号——输入信号和电压控制振荡器之间的频率差。此差频信号经低通滤波器时被衰减,例如对于比例积分滤波器,衰减了约 $R_2/R_1 + R_2$ 倍。但是没有被完全抑制掉。于是,通过低通滤波器后的那一部分差频信号对电压控制振荡器进行频率调制,这时鉴相器的输出为一个正弦波(基准输入信号)和一个调频波(电压控制振荡器的输出信号)之乘积(鉴相器视为乘法器将于第二章证明之)。因为调制频率等于差频频率,所以差频不可能是正弦的,看起来就象一串非周期性的“叶尖”。图 1-3(a) 为该差频信号之波形;图 1-3(b) 为一真实锁相环路系统在捕捉过程中测得的差频信号电压的示波器显示图。当接近锁定时,差频值 Δf 便降低,低通滤波器的衰减变小,差频幅度增大。

由于差频波形的不对称,所以便含有一定的直流分量。这就是说,即使没有锁定,鉴相器的输出也必定具有一直流分量。正是由于此直流分量的存在,才产生了频率的牵引作用,

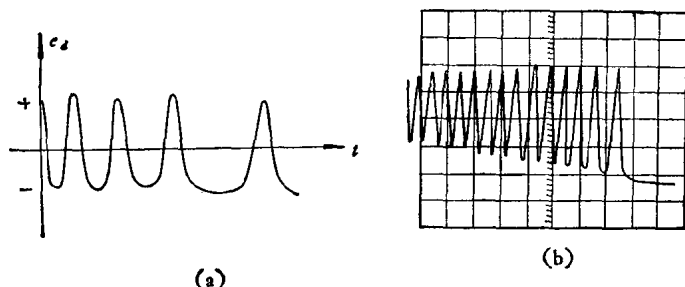


图 1-3 (a) 差频信号波形 (b) 捕捉过程中的差频信号之示波器波形

从而使系统最终被锁定。

我们知道,当差频 $\Delta\omega$ 的信号对中心频率为 ω_2 的电压控制振荡器进行频率调制时,在被控振荡器的输出中将产生调频边带,其频率为

$$\omega_k = \omega_2 + k\Delta\omega,$$

式中 k 为任意整数。

因为鉴相器的输出信号是频率为 ω_1 的正弦输入(基准)信号和电压控制振荡器的调制输出信号之乘积,所以鉴相器输出的差频信号中必定包含频率

$$\omega_1 - \omega_k = \omega_1 - \omega_2 - k\Delta\omega$$

的许多分量。因为 $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$, 则

$$\begin{aligned}\omega_1 - \omega_k &= \omega_1 - \omega_2 - k(\omega_1 - \omega_2) \\ &= (1 - k)(\omega_1 - \omega_2).\end{aligned}$$

当 $k = 1$ 时,差频信号分量为零频率,即它相当于一个直流分量。

由于二阶环路在它的低通滤波器中包括了一个积分器,该积分器因直流的输入而不断地(充电)增大其输出,致使加到电压控制振荡器上的积累输出可大大超过经滤波后的差频信号之振幅。该电压使得电压控制振荡器的频率被“拉”至锁

定方向。如果初始频率差不太大,则环路最终将被锁定住。

图 1-4 所示是锁相环路典型的频率-电压传输特性。假定输入是正弦波,其频率是在很宽的范围内缓慢变化,垂直刻

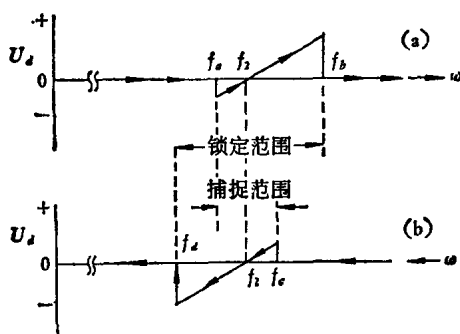


图 1-4 锁相环路的典型频率-电压传输特性
(a) 输入频率增高时 (b) 输入频率降低时

度表示相应的环路误差电压。在图 1-4(a) 中,输入频率是逐渐增高的,开始,环路对输入信号不响应,直至频率增高到相当于捕获范围的下限频率 f_a 时,环路立即锁定于输入信号上,引起环路误差电压的负的跳跃。接着,环路误差电压 U_d 随同斜率为电压控制振荡器的增益(灵敏度)的倒数 ($1/K_V$) 的频率而变化,当 $f_1 = f_2$ 时(其中 f_1 为输入频率, f_2 为输出频率), U_d 为零,即环路跟踪输入信号。直到输入频率达到锁定范围的上限 f_b 时,锁相环路失去锁定,误差电压又降为零。如果这时频率又慢慢往回摆动,周期就重复出现,如图 1-4(b) 所示,即环路在频率 f_c 处重新捕获信号,至频率 f_d 时环路重新失去锁定。(f_a, f_c) 和 (f_b, f_d) 的频率为该系统的整个捕捉和锁定范围。即捕捉范围为 $f_c - f_a$, 锁定范围(同步范围)为 $f_b - f_d$ 。

环路工作时,鉴相器后面的低通滤波器有两个作用: (1)

在鉴相器的输出端衰减高频误差分量, 提高干扰抑制特性;
 (2) 如果该系统因噪声瞬变现象跳出锁定状态时, 它可以给锁相环路提供短期存储, 保证很快恢复信号。图 1-5(a) 所示为二阶锁相环路所用的一种环路滤波器, 图 1-5(b) 为其频率响应。

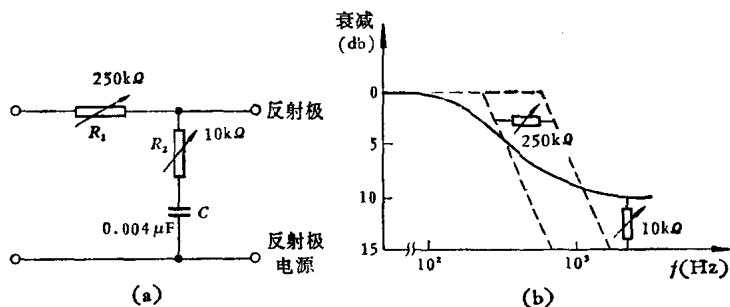


图 1-5 环路滤波器及其频率响应 (电位器是对数型)

由图可见, 它具有低通特性。从直流至滤波器带宽 ($= 1/(R_1 + R_2)C$) 内, 衰减小, 或者无衰减。并尽可能快地衰减此频带以上诸频率分量, 以达抑制噪声之目的。

滤波器带宽的压缩对系统的性能有以下的影响:

- (1) 捕捉过程变慢;
- (2) 捕捉范围缩小;

(3) 由于干扰频率引起的误差电压进一步被低通滤波器所衰减, 所以锁相环路的干扰抑制性能得到改善。

第二章 环路分析

2.1 鉴相器(乘法器或减法器)

在锁相环路的分析研究中,常常把鉴相器看成为乘法器(即鉴相器特性可认为是一乘法器和低通滤波器的组合),在锁定范围内,当输入、输出信号的相位差很小时,还可以进一步将乘法器的非线性简化为线性的减法装置,则鉴相器又可看作为一减法器。这是因为最基本的相位检波器(鉴相器)是一平衡混频器(图 2-1)。众所周知,平衡混频器是可以看成

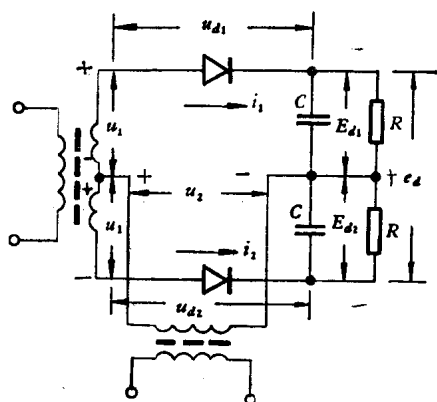


图 2-1 基本的鉴相器电路

为乘法器的。其证明如下：假设

$$u_1 = U_{m1} \sin \omega_1 t, \quad (2-1)$$

$$u_2 = U_{m2} \cos \omega_2 t, \quad (2-2)$$

当鉴相器的一个二极管加以此两个电压之和的电压时, 则另一个二极管为此两个电压之差, 即

$$u_{d1} = u_1 + u_2 = U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t, \quad (2-3)$$

$$u_{d2} = -u_1 + u_2 = -U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t. \quad (2-4)$$

因为二极管的伏安特性可表达为

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2. \quad (2-5)$$

则式(2-3)与(2-4)可写成

$$\begin{aligned} i_1 &= a_0 + a_1(u_{d1}) + a_2(u_{d1})^2 \\ &= a_0 + a_1(U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t) \\ &\quad + a_2(U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t)^2, \end{aligned} \quad (2-6)$$

$$\begin{aligned} i_2 &= a_0 + a_1(u_{d2}) + a_2(u_{d2})^2 \\ &= a_0 + a_1(-U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t) \\ &\quad + a_2(-U_{m1} \sin \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t)^2. \end{aligned} \quad (2-7)$$

鉴相器的输出电压 e_d 为

$$e_d = E_{d1} - E_{d2} = i_1 R - i_2 R = (i_1 - i_2) R. \quad (2-8)$$

必须指出, 以上假定了两个二极管的特性相同, 其负载电阻 R 也相等。将式(2-6)及(2-7)经三角运算后代入式(2-8)可得:

$$e_d = 2Ra_1U_{m1}\sin\omega_1t + 4a_2RU_{m1}U_{m2}\sin\omega_1t\cos\omega_2t. \quad (2-9)$$

由于鉴相器的负载 R 跨接旁通电容 C 而呈低通特性, 所以式(2-9)的第一项高频分量被滤除。剩余项经整理可以写为

$$\begin{aligned} e_d &= 4a_2R(U_{m1}\sin\omega_1t)(U_{m2}\cos\omega_2t) \\ &= K_m(U_{m1}\sin\omega_1t)(U_{m2}\cos\omega_2t), \end{aligned} \quad (2-10)$$

式中 $K_m = 4a_2R$ 称为乘法器常数, 它由二极管特性及鉴相器的负载电阻 R 确定。

此式表明, 鉴相器的输出是其两个输入信号的乘积乘以(乘法器)常数 K_m , 即鉴相器可看作为一乘法器。或者更确