

现代无线电实验

北京大学无线电系
信息传输与处理教研室

国防工业出版社

IN8-33

382761

现代无线电实验

北京大学无线电系
信息传输与处理教研室



国防工业出版社

· 北 京 ·

(京)新登字 106 号

图书在版编目(CIP)数据

现代无线电实验/北大信息传输与处理教研室编著.
北京:国防工业出版社,1995.3
ISBN 7-118-00388-3

I. 现… II. 北… III. 电信设备-实验 IV. TN8-33

中国版本图书馆 CIP 数据核字(94)第 12294 号



国防工业出版社 出版发行

(北京市海淀区紫竹院南路 23 号)

(邮政编码 100044)

北京怀柔新华印刷厂印刷

新华书店经售

*

开本 787×1092 1/16 印张 13 1/4 插页 1 319 千字

1995 年 3 月第 1 版 1995 年 3 月北京第 1 次印刷

印数:1—2000 册 定价:15.70 元

(本书如有印装错误,我社负责调换)

前 言

《现代无线电实验》是为北京大学无线电系学生开设的专业实验的参考书。开设这些实验的目的在于使学生理论联系实际,增加感性知识,使学生通过实践熟悉现代无线电领域中最常见的典型部件、信息传输与处理,以及各种系统的组成及其性能,并掌握测试方法,提高在实验技术方面的能力。在实验选题上力求体现典型性、先进性、全面性和少而精的原则。

本书所设的这些实验是 70 年代末到 80 年代初排出来的。由于近年来电子技术的飞速发展,使得本书中所采用的某些器件和电路显得有些落后了,但是对于了解和掌握工作原理来说,还是适宜的。今后随着我们科研工作的进展和世界科学技术的发展,本书内容还将不断加以修改并增添新的内容。

在本书所设的实验中,有相当一部分是从各个科研组的科研工作中提炼而排出来的,因此参加本书编写或排实验的人员很多,可以说教研室的几乎全体同志都或多或少地参加过此项工作。实际上这本书是集体工作的成果。主要执笔编写本书的有郭汝嵩、余耀煌、唐镇松、项海格、褚天鹏、杜声孚、章民立、金东瀚、杨同立、刘北延、梁庆林、王守仁等同志,最后由王守仁同志整理。

限于水平和经验,书中错误在所难免,欢迎读者批评指正。

北京大学无线电系信息传输与处理教研室

内 容 简 介

《现代无线电实验》是一本实验参考书,其内容包括现代无线电领域中的典型部件、各种通信体制、彩电和立体声、图像和其它常用的信息传输与处理等方面的二十个实验。每个实验都比较详细地讲述了原理和实验方法。做过这些实验的人将对现代无线电有个更加深刻的理解,并将提高自己的实际工作能力。

本书适合于高等院校理工科无线电专业作为实验参考,也可作为电大、业大及培训班的教学参考,还可作为具有一定理论和实践经验的技术人员的参考书。

目 录

实验一 双参差调谐放大器.....	(1)
实验二 模拟锁相环.....	(9)
实验三 数字锁相环	(27)
实验四 并联式编码器(A/D 转换)	(34)
实验五 译码器(D/A 转换)	(41)
实验六 图像编码	(45)
实验七 简单增量调制	(52)
实验八 相关函数的测量	(65)
实验九 调幅与检波	(77)
实验十 调频	(92)
实验十一 鉴频	(98)
实验十二 二相差分相移键控(2DPSK)信号产生器	(112)
实验十三 二相差分相移键控(2DPSK)信号解调器	(119)
实验十四 频移键控(FSK)调制解调器.....	(125)
实验十五 光纤数字通信.....	(135)
实验十六 数字滤波器.....	(154)
实验十七 快速傅里叶变换(FFT).....	(167)
实验十八 伪彩色图像处理技术.....	(179)
实验十九 立体声广播技术.....	(196)
实验二十 彩色电视技术.....	(206)

实验一 双参差调谐放大器

一、实验目的与要求

- (一)掌握单调谐放大器和双参差调谐放大器的工作原理。
- (二)掌握根据指标设计双参差调谐放大电路的方法。
- (三)学习装配和调整方法,并测量有关参数。

二、实验仪器及设备

直流稳压电源(+12V);XFG-7 型高频信号发生器;电子管毫伏表;示波器;万用表。

三、实验原理

参差调谐放大器是一种频带宽、增益高、选频性能较好的高频小信号放大器,其电路简单、调整方便,因此在电视、雷达、通信等方面得到较广泛的应用。

(一)单调谐放大器工作原理

单调谐放大器的典型电路如图 1-1 所示。

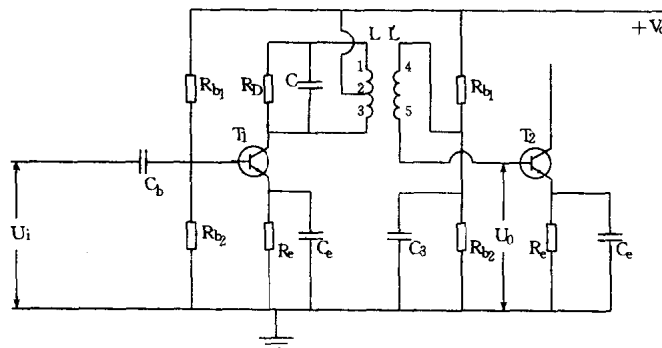


图 1-1 单调谐放大器

图 1-1 中的 R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_e 均为静态偏置电阻, C_b 、 C_e 为交流耦合电容和旁路电容。

晶体管用小信号下的 Y 参数等效,在忽略晶体管内部反馈 (y_{re}) 条件下,考虑到负载回路电感 L 的损耗用并联电导 g_p 表示(当线圈 L 的品质因数为 Q 时, $g_p = \frac{1}{Q\omega_0 L}$),则图

1-1 的交流等效电路如图 1-2 所示。

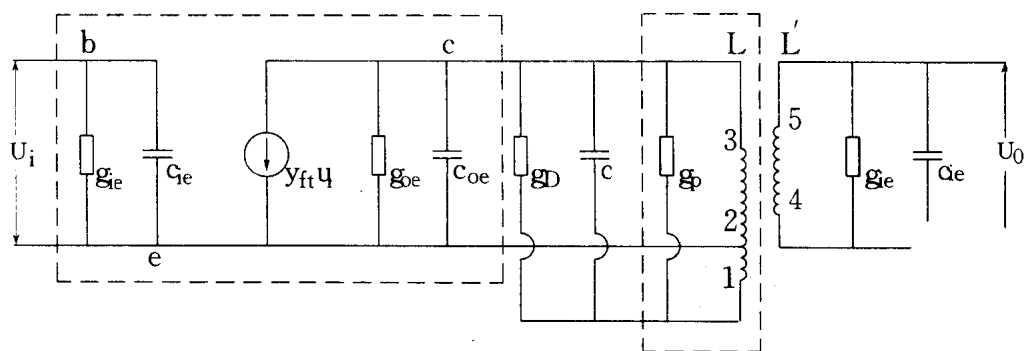


图 1-2 等效电路

晶体管输出导纳跨接在 L 的 2 与 3 之间, 相当于自耦变压器, 设其接入系数为 P_1 ; L' 与 L 为互感耦合, 设其接入系数为 P_2 。当线圈 L 与 L' 含有同一磁心满足全耦合条件时 (耦合系数 $K=1$), 则有

$$P_1 = \frac{N_{2 \sim 3}}{N_{1 \sim 3}} \quad (1-1)$$

$$P_2 = \frac{N_{4 \sim 5}}{N_{1 \sim 3}} \quad (1-2)$$

将晶体管的输入、输出导纳和电流源折合到回路两端, 则图 1-2 可进一步等效为图 1-3 和图 1-4。

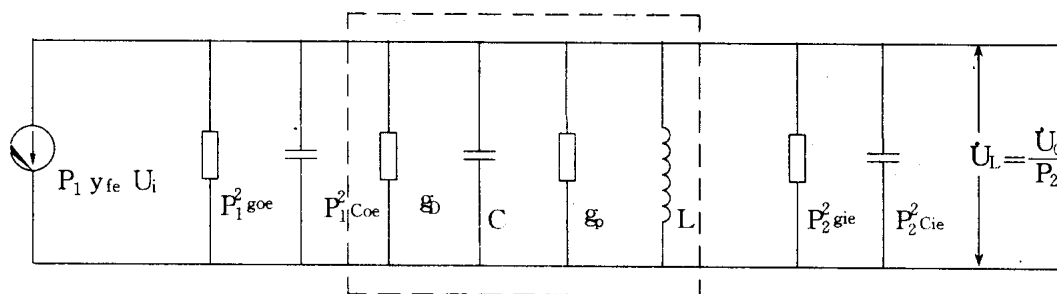


图 1-3 简化等效电路

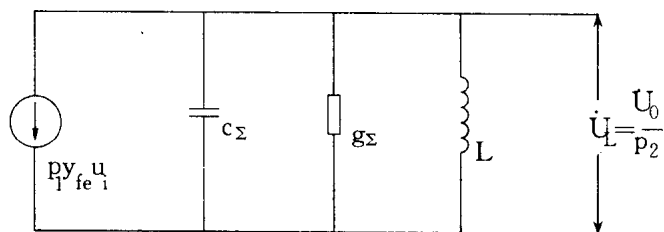


图 1-4 进一步简化等效电路

在图 1-4 中

$$\begin{aligned} g_{\Sigma} &= g_P + g_D + P_1^2 g_{oe} + P_2^2 g_{ie} \\ &= g + P_1^2 g_{oe} + P_2^2 g_{ie} \end{aligned} \quad (1-3)$$

$g = g_P + g_D$ 称回路电导, $Q_0 = \frac{1}{g\omega_0 L}$ 称回路固有品质因数。

$$C_{\Sigma} = C + P_1^2 C_{oe} + P_2^2 C_{ie} \quad (1-4)$$

由此可以得到单调谐放大器的电压增益

$$\dot{A}_v = - \frac{P_1 P_2 y_{fe}}{g_{\Sigma} (1 + j \frac{Q_L 2\Delta f}{f_0})} \quad (1-5)$$

式中 $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\Sigma}}}$ 为放大器调谐回路的谐振频率;

$\Delta f = f - f_0$ 为工作频率 f 对谐振频率的失谐;

$Q_L = \frac{1}{g_{\Sigma} \omega_0 L}$ 为回路的有载品质因数。

单调谐放大器的电压增益特性曲线如图 1-5。

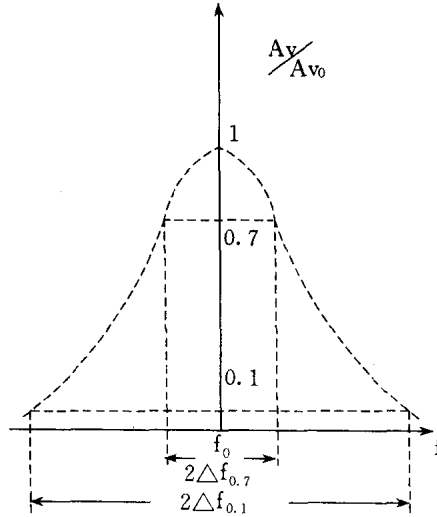


图 1-5 单调谐放大器电压增益曲线

谐振时电压增益为

$$A_{v0} = \frac{P_1 P_2 |y_{fe}|}{g_{\Sigma}} \quad (1-6)$$

通频带为

$$2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L} \quad (1-7)$$

矩形系数为

$$K_{0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} \approx 10 \quad (1-8)$$

(二)双参差调谐放大器工作原理

双参差调谐放大器是由两级单调谐放大器组成,它们的负载回路的谐振频率分别略高于和略低于整个放大电路的中心频率,故两级的总增益等于各级增益之积,使总的通频带展宽,选择性变好(图 1-6)。

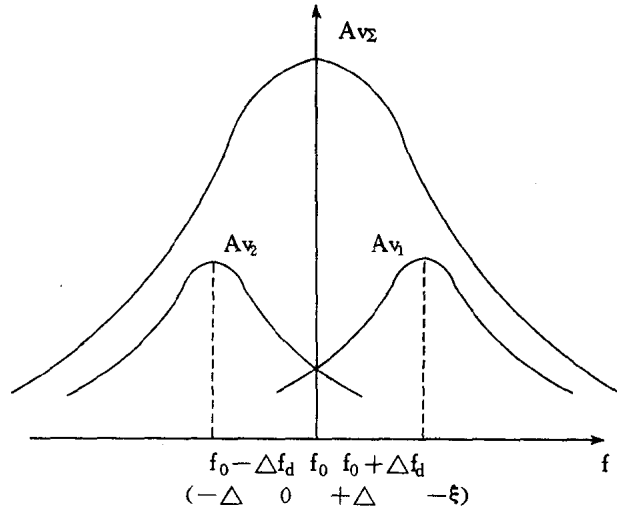


图 1-6 双参差调谐放大器框图及其电压增益特性

取两级单调谐放大器,除回路谐振频率不同外其余参数都相同,由(1-5)式得单级放大器的电压增益为

$$A_v = \frac{A_{v0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{Q_L 2\Delta f}{f_0}\right)^2}} = \frac{A_{v0}}{\sqrt{1 + \xi^2}} \quad (1-9)$$

式中, $\xi = \frac{Q_L 2\Delta f}{f_0}$ 称为广义失谐。

两级总增益为

$$A_{v\Sigma} = A_{v1} \cdot A_{v2} = \frac{A_{v01} \cdot A_{v02}}{\sqrt{(1 - \xi^2 + \Delta^2)^2 + 4\xi^2}} \quad (1-10)$$

用作中频放大器时,通常工作于临界偏调(偏调系数 $\Delta=1$)状态。
这时的谐振电压增益为

$$A_{v0\Sigma} = \frac{1}{2} A_{v01} \cdot A_{v02} \quad (1-11)$$

$$\text{通频带 } (2\Delta f_{0.7})_x = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_L} \quad (1-12)$$

$$\text{矩形系数 } (K_{0.1})_x \approx 3.16 \quad (1-13)$$

四、实验内容与步骤

(一)根据下列指标和给定条件进行放大器设计并给出电路图。

1. 指标如下:

A)中心频率 $f_0 = 465\text{kHz}$

B)通频带 $(2\Delta f_{0.7})_z = (50 \pm 5)\text{kHz}$

C)谐振电压增益 $A_{v0z} \geq 50$

D)矩形系数 $K_{0.1} \leq 4$

E)输出动态范围 V_o (有效值) $\geq 100\text{mV}$

F)负载 $R_L = 1\text{k}\Omega$

2. 给定条件:

A)电源电压 $E_c = 12\text{V}$

B)晶体管 3DG6D, 其参数如下(测量条件 $f = 465\text{kHz}$, $I_e = 1\text{mA}$, $V_{ce} = 10\text{V}$):

$$g_{ie} = 1 \times 10^{-3}\text{S}$$

$$C_{ie} = 39\text{pF}$$

$$g_{re} = 0.028 \times 10^{-6}\text{S}$$

$$C_{re} = 2.9\text{pF}$$

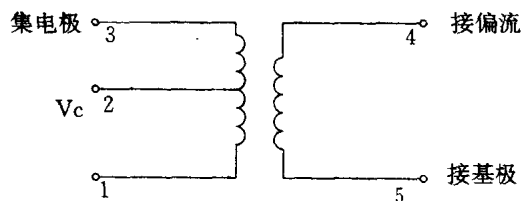
$$|y_{fe}| = 0.036\text{S}$$

$$\tau = 1.16 \times 10^{-9}\text{s}$$

$$g_{ce} = 0.37 \times 10^{-4}\text{S}$$

$$C_{oe} = 5.0\text{pF}$$

C)中频变压器(型号 SZP2)



$$L_{13} = 230\mu\text{H}$$

$$N_{12} = 110\text{T}$$

$$N_{23} = 42\text{T}$$

$$N_{45} = 8\text{T}$$

$$Q_0 = 110 \pm 16$$

D)可调电容器 $12 \sim 270\text{pF}$

(二)备料和焊接,要十分注意中频放大器的布局,以减小外部寄生耦合。

1. 元件排列和走线要紧凑,输入和输出不能靠得过近。

2. 中周线圈外壳应良好接地。

3. 必要时,各级接地点分别集中于一点。

(三)接通电源,用万用表测量各点直流工作电压,并调整 R_{b1} ,使各点电压达到规定值。

(四)分级调整

1. 第一级调整

A)由信号发生器经隔直流电容送入信号,注意必须输入毫伏级小信号,以使输出信号不失真,这可用示波器观察,调整可调电容,使放大器调谐在 f_{01} 上。

B)调整阻尼电阻 R_D ,使通频带满足要求值 $(2\Delta f_{0.7})_1$ 。

C)调整完毕后,测出该级谐振增益。

2. 第二级调整

A)将第一级回路用 560Ω 小电阻短接,使回路的选择性不影响第二级的选择性。将信

号经过隔直流电容 $0.1\mu\text{f}$ 送至第二级放大器的基极。调整信号发生器输出幅度,使第二级在负载上输出电压为 100mV 。

B)调谐回路的可调电容,使放大器调谐在规定的 f_{02} 上。

C)调整阻尼电阻,使满足通频带要求的值 $(2\Delta f_{0.7})_2$ 。

D)测出谐振增益

(五)联调

1. 由信号发生器送信号到第一级基极,使输出为 100mV 。

2. 测量通频带和中心频率,使满足指标要求,如不满足,重新进行单级调整。

3. 测量谐振增益,使满足增益要求。

4. 测出 $A_{V\Sigma} \sim f$ 特性。

5. 测出矩形系数 $K_{0.1}$

五、预习报告和实验报告

(一)预习报告内容

1. 电路设计,元件值和各点直流电平。

2. 元件大致排列和电路布局。

3. 调试步骤和测量的具体方法:

A)直流工作点如何测量,如何调整?

B)单级放大器如何调谐? 通频带如何测量和调整? 增益如何测量?

C)联调时通频带如何测量? 谐振增益和频率特性如何测定? 矩形系数如何测量。

(二)实验报告

1. 实验数据记录。

2. 算出总频带,总增益,分级增益和通频带,矩形系数。

3. 绘出 $K_V \sim f$ 曲线。

4. 分析实验结果,并与理论值比较。

附:电路设计提示

一、指标分配

由指标要求选取双参差调谐放大器,使之工作在临界偏调状态,这时的偏调系数为

$$\Delta = Q_L \frac{2\Delta f_d}{f_0} = 1$$

$$\begin{aligned}\therefore \text{偏调 } \Delta f_d &= \frac{1}{2} \cdot \frac{f_0}{Q_L} = \frac{1}{2\sqrt{2}} (\sqrt{2} \cdot \frac{f_0}{Q_L}) \\ &= 0.35355(2\Delta f_{0.7})_\Sigma\end{aligned}$$

第一级放大器:

$$f_{01} = f_0 - 0.35(2\Delta f_{0.7})_{\Sigma}$$

$$(2\Delta f_{0.7})_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(2\Delta f_{0.7})_{\Sigma}$$

$$Q_1 = f_{01}/(2\Delta f_{0.7})_1$$

第二级放大器:

$$f_{02} = f_0 - 0.35(2\Delta f_{0.7})_{\Sigma}$$

$$(2\Delta f_{0.7})_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(2\Delta f_{0.7})_{\Sigma}$$

$$Q_2 = f_{02}/(2\Delta f_{0.7})_2$$

二、回路元件值

1. 由给定中频变压器 $L=230\mu\text{H}$, 确定每一级的电容。

第一级:
$$C_1 = \frac{1}{(2\pi f_{01})^2 L}$$

第二级:
$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_{02})^2 L}$$

电容值均由一固定电容与可调电容(12~270pF)并联组成。

2. 接入系数, 由给定中周 SZP2 查出其匝数比得

$$P_1 = \frac{42}{110}$$

$$P_2 = \frac{8}{110}$$

3. 计算并联阻尼电阻值 $R_D = \frac{1}{g_D}$

第一级:
$$g_{D1} = g_{\Sigma 1} - g_o - P_1^2 g_{oe} - P_2^2 g_{ie}$$

式中 $g_{\Sigma 1} = \frac{1}{\omega_{01} L Q_1}$ 为回路的总电导;

$g_o = \frac{1}{\omega_{01} L Q_0}$ 为线圈 L 的等效并联损耗电导。

第二级:
$$g_{D2} = g_{\Sigma 2} - g_o - P_1^2 g_{oe} - P_2^2 g_L$$

式中 $g_{\Sigma 2} = \frac{1}{\omega_{02} L Q_2}$ 为回路的总电导, g_L 为负载电导。

三、计算谐振电压增益

第一级:
$$A_{V(01)} = \frac{P_1 P_2 |y_{fe}|}{g_{\Sigma 1}}$$

第二级:
$$A_{V(02)} = \frac{P_1 P_2 |y_{fe}|}{g_{\Sigma 2}}$$

总增益:

$$A_{VO\Sigma} = \frac{1}{2} A_{VO1} A_{V2}$$

四、算出直流工作点(工作点选定为 $V_{ce} = 10V$, $I_e = 1mA$)

$$R_e = \frac{V_e}{I_e}$$

$$R_{b2} = \frac{V_e + 0.7}{I_{R_b}}$$

$$R_{b1} + R_{b2} = \frac{E_C}{I_{R_b}}$$

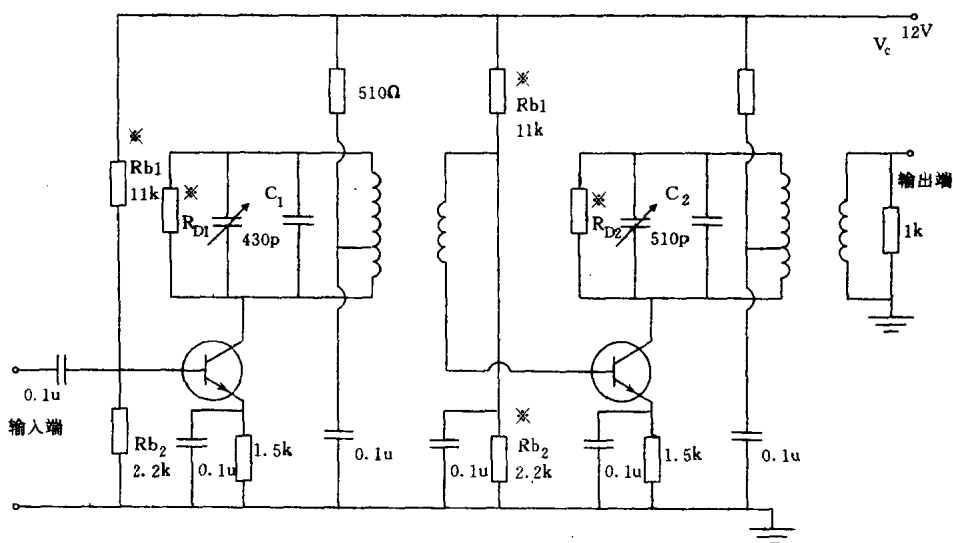


图 1-7 实验参考电路

五、实验参考电路图(见图 1-7)。

参 考 资 料

- (1) 张肃文主编:《高频电子线路》上册,(第一分册),人民教育出版社,1979年。
- (2) 清华大学编:《高频电路》上册,人民邮电出版社,1980年。

实验二 模拟锁相环

一、实验目的与要求

(一)学习锁相环路的工作原理掌握环路主要参数的物理意义、计算方法及其对环路性能的影响。

(二)了解鉴相器、有源比例积分滤波器和压控振荡器的工作原理,学会这些部件的有关参数和特性的测量方法。

(三)掌握测量环路主要参数和调整参数的方法。

二、实验仪器及设备

双踪示波器,频率计,高频信号发生器(FXG-7),稳压电源等。

三、实验原理

锁相环路(PLL)是一种由相位差控制的频率自动跟踪系统。它具有频率跟踪和窄带滤波等特性,因此在近代无线电技术中得到广泛应用。用它可以完成(1)载波的跟踪和滤波;(2)调频、调相和调幅信号的解调;(3)频率合成等。

锁相环路主要由三部分组成:鉴相器(PD),环路滤波器(LPF)和压控振荡器(VCO)。

鉴相器是比较相位的部件,它把输入信号 u_i 和 VCO 输出信号 u_o 的相位进行比较,产生对应于两信号相位差的误差电压 u_d (图 2-1)。

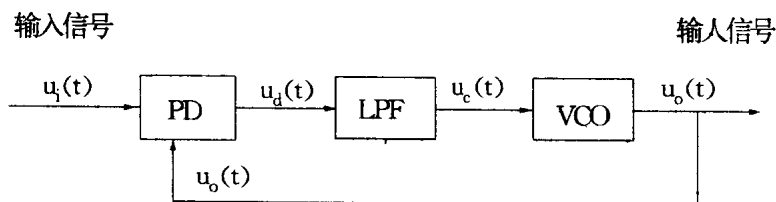


图 2-1 锁相环方框图

环路滤波器的作用是滤除误差电压中的高频成分和噪声,以保证锁相环所要求的性能,增加系统的稳定性。

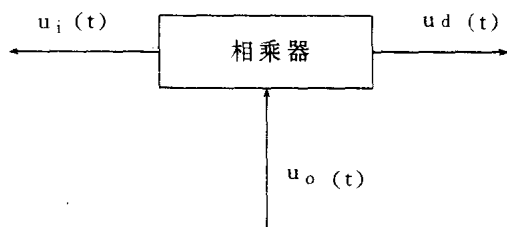
压控振荡器受控于控制电压 u_c ,使 VCO 的频率向输入信号的频率靠拢,直至消除频差而锁定。

(一) 锁相环的部件及数学模型

为定量分析锁相环的特性,下面讨论锁相环各部件的工作原理、数学模型及传输函数。

1. 鉴相器

任何一个理想的模拟相乘器都可以作鉴相器,比如平衡鉴相器(又称正弦波相位检波器)、环形鉴相器等。在相乘器上加入输入信号 $u_i(t)$ 和 VCO 输出信号 $u_o(t)$,如图 2-2 所示。



设输入信号为

$$u_i(t) = U_i \sin[\omega_i t + \theta_i(t)] \quad (2-1)$$

其中 $\theta_i(t)$ 为输入信号以其载波相位 $\omega_i t$ 为参考的瞬时相位。

VCO 输出信号为

$$u_o(t) = U_o \cos[\omega_o t + \theta_o(t)] \quad (2-2)$$

其中 $\theta_o(t)$ 为 VCO 输出信号以其固有振荡相

图 2-2 相乘器作鉴相器

位 $\omega_o t$ 为参考的瞬时相位。

一般情况下,两个信号的频率是不同的。为了便于比较两者之间的相位差,并简化以后的运算,现以 VCO 固有振荡的相位 $\omega_o t$ 为参考来定义 $u_i(t)$ 的瞬时相位

$$\begin{aligned} [\omega_i(t) + \theta_i(t)] &= \omega_o t + [(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i(t)] \\ &= \omega_o t + \theta_i(t) \end{aligned}$$

其中 $\theta_i(t)$ = 输入瞬时相位 $- \omega_o t = \Delta\omega_o t + \theta_i(t)$;

$$\Delta\omega_o = \omega_i - \omega_o.$$

此 $\theta_i(t)$ 称为以 $\omega_o t$ 为参考的输入瞬时相位。因此有

$$u_i(t) = U_i \sin[\omega_o t + \theta_i(t)] \quad (2-3)$$

$$u_o(t) = U_o \cos[\omega_o t + \theta_o(t)] \quad (2-4)$$

经过相乘器之后的输出为

$$K_m u_i(t) u_o(t) = K_m U_i U_o \sin[\omega_o t + \theta_i(t)] \cos[\omega_o t + \theta_o(t)]$$

$$= \frac{1}{2} K_m U_i U_o \sin[2\omega_o t + \theta_i(t) + \theta_o(t)]$$

$$+ \frac{1}{2} K_m U_i U_o \sin[\theta_i(t) - \theta_o(t)]$$

其中 K_m 为相乘器的系数,量纲为 $[1/V]$ 。

上式中第一项含有 $2\omega_o$,通常可以由环路滤波器的低通性能抑制掉,故相乘器的输出电压为

$$u_d(t) = \frac{1}{2} K_m U_i U_o \sin[\theta_i(t) - \theta_o(t)]$$

令

$$K_d = \frac{1}{2} K_m U_i U_o$$

$$\theta_e(t) = \theta_1(t) - \theta_0(t) = \Delta\omega_0 t + \theta_1(t) - \theta_0(t) \quad (2-5)$$

K_d 称为鉴相器的传输系数或灵敏度, $\theta_e(t)$ 为两相乘信号的瞬时相位差。

于是鉴相器输出电压可简化为

$$u_d(t) = K_d \sin\theta_e(t) \quad (2-6)$$

由此可作出鉴相特性曲线,它呈正弦形。

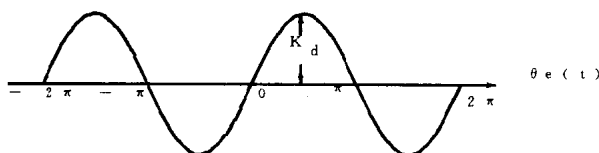


图2-3 鉴相特性曲线

当 $|\theta_e(t)| \leq 30^\circ$ 时, $\sin\theta_e(t) \approx \theta_e(t)$, 因此(2-6)式可写成

$$u_d \approx K_d \theta_e(t) \quad (2-7)$$

鉴相特性近似呈线性,此时鉴相器可作为线性元件来处理。由此可见,鉴相器的作用是将两个输入信号的相位差 $\theta_e(t)$ 转变为输出电压 u_d , 鉴相器灵敏度 K_d 的量纲为 $[V/rad]$ 。

为计算方便,对(2-7)式进行拉氏变换得

$$u_d(s) = K_d \theta_e(s) = K_d [\theta_1(s) - \theta_0(s)] \quad (2-8)$$

式中 s 为拉氏算子, $u_d(s)$ 与 $\theta_e(s)$ 分别为 $u_d(t)$ 与 $\theta_e(t)$ 的象函数。可得鉴相器的传输函数为

$$\frac{u_d(s)}{\theta_e(s)} = K_d$$

由(2-8)式可得到频率域中鉴相器数学模型,如图2-4所示。

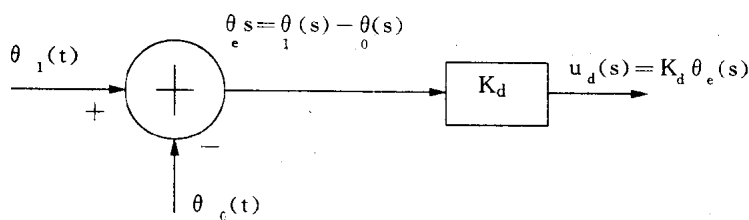


图2-4 鉴相器的线性化数学模型(频率域)

2. 环路滤波器(LPF)

通常鉴频器并非理想线性器件,其输出会伴有高频成分,如上述相乘器作成的鉴相器的输出有 $2\omega_0$ 的成分,非理想的二极管也会使输出有 ω_0 分量,故实用的锁相环中鉴相器之后总是加一低通滤波器,同时它还能滤除高频噪声,防止施加在 VCO 输出电压的相位抖动。滤波器分无源滤波器和有源滤波器两类,有源滤波器不仅有滤波作用,还能把鉴相器输出电压 u_d 加以放大(低频分量)用以提高对 VCO 的控制能力。

滤波器的传输特性被定义为输出电压与输入电压之比。

$F(j\omega)$ 的拉氏变换后的象函数为 $F(s)$, 滤波器的传输函数为