

## 5.3 振荡器的频率稳定度

### 5.3.1 频率稳定的表示方法

频率准确度又称频率精度：它表示实际工作频率  $f$  偏离标称频率  $f_0$  的值。

绝对频率准确度（绝对频率偏差）  $\Delta f = f - f_0$

相对频率准确度（相对频率偏差）  $\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f - f_0}{f_0}$

频率稳定度：在一定时间间隔内，频率准确度变化的程度，实际上是频率“不稳定度”，习惯上称之为“稳定度”。应该指出，在准确度和稳定度两个指标中，稳定度更为重要，因为只有频率稳定，才能谈得上准确。也就是说，一个频率源的准确度是由它的稳定度来保证的。因此，主要讨论频率稳定度。

通常根据指定的时间间隔不同，频率稳定度可分为：

- 长期稳定度：时间间隔为1天~12个月。主要用于评价天文台或计量单位的高精度频率标准和计时设备的稳定指标。主要取决于构成振荡器的有源、无源器件和石英晶体的老化特性。
- 短期稳定度：时间间隔为1天以内，用小时、分、秒计算。主要用于评价测量仪器和通信设备中主振器的稳定指标。主要取决于振荡器的电源电压、电路参数或环境温度的稳定性。
- 瞬时稳定度：在秒或毫秒以内。主要是振荡器内部干扰和噪声作用引起的频率起伏，是频率的瞬间无规则变化。

通常所讲的频稳度一般指短期频稳度。若将规定时间划分为n个等间隔，各间隔内实测的振荡频率分别为  $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$ 、 $f_4$ 、...、 $f_n$ ，则当振荡频率规定为  $f_0$ （标称频率）时，短期频率稳定度的定义为：

$$\sigma_n = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left[ \frac{(\Delta f)_i}{f_0} - \frac{\overline{\Delta f}}{f_0} \right]^2}$$

式中：

$(\Delta f)_i = f_i - f_0$  为第*i*个时间间隔内实测的绝对误差。

$\overline{\Delta f} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (f_i - f_0)$  为绝对频差的平均值，称为

绝对频率准确度。

显然， $\overline{\Delta f}$  越小，频率准确度就越高。

对频稳度的要求视用途不同而异。

例如：中波广播电台发射机  $10^{-5}$  数量级；

电视发射机  $10^{-7}$  数量级；

普通信号发生器  $10^{-4} \sim 10^{-5}$  数量级；

高精度信号发生器  $10^{-7} \sim 10^{-9}$  数量级；

做频率标准用  $10^{-11}$  数量级以上。

### 5.3.2 振荡器的稳频原理

振荡频率是根据相位平衡条件来确定的。

$$\phi_{\bar{g}_m} + \phi_z + \phi_k = 0$$

振荡回路在  $\omega_{osc}$  附近的相角  $\phi_z$  可以表示为

$$\tan \phi_z \approx -\frac{2Q_e(\omega_{osc} - \omega_0)}{\omega_0}$$

因此相位平衡条件可以表示为

$$-\frac{2Q_e(\omega_{osc} - \omega_o)}{\omega_o} = \tan \left[ -(\phi_{\dot{\bar{g}}_m} + \phi_k) \right]$$

$$\text{即 } \omega_{osc} = \omega_0 + \frac{\omega_0}{2Q_e} \tan(\phi_{\dot{\bar{g}}_m} + \phi_k)$$

因而有

$$\Delta\omega_{osc} = \frac{\partial\omega_{osc}}{\partial\omega_0} \Delta\omega_0 + \frac{\partial\omega_{osc}}{\partial Q_e} \Delta Q_e + \frac{\partial\omega_{osc}}{\partial(\varphi_{\dot{g}_m} + \varphi_k)} \Delta(\varphi_{\dot{g}_m} + \varphi_k)$$

考虑到  $Q_e$  值较高, 即  $\frac{\partial\omega_{osc}}{\partial\omega_0} \approx 1$

于是得到**LC**振荡器频率稳定度的一般表达式为

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{osc} \approx \Delta\omega_0 - \frac{\omega_0}{2Q_e^2} \tan(\varphi_{\dot{g}_m} + \varphi_k) \Delta Q_e \\ + \frac{\omega_0}{2Q_e \cos^2(\varphi_{\dot{g}_m} + \varphi_k)} \Delta(\varphi_{\dot{g}_m} + \varphi_k) \end{aligned}$$

上式反映了影响振荡器频率稳定性的主要因素。

### 5.3.3 提高频率稳定度的措施

**1、减小外界因素变化的影响：**影响振荡频率的外界因素有温度、湿度、大气压力、电源电压、周围磁场、机械振动、负载变化等，尤以温度的影响最为严重。

这些外界因素的变化一般是无法控制的，但可以设法减少他们作用在振荡器上的变化。例如：采用减振装置减少作用在振荡器上的机械振动；将振荡器或其中的回路元件置于恒温槽内以减小温度的影响；采用密封工艺减小作用在振荡器上的湿度和大气压力的变化；采用高稳定性的稳压电源来减小电源电压的变化；采用屏蔽罩来减小加在振荡器上周围磁场的变化；在振荡器与不稳定负载之间加上跟随器来减小加在振荡器上的负载的变化。



**2、提高振荡回路的标准性：**外界因素变化时，振荡回路保持固有频率  $\omega_0$  不变的能力。也就是说，振荡回路的标准性是指回路电感和电容的标准性。如果外界因素变化，导致回路电感 **L** 和回路电容 **C** 的变化量分别为  $\Delta L$  和  $\Delta C$ ，相应产生的回路谐振角频率的变化量为  $\Delta\omega_0$ ，则有

$$\omega_0 + \Delta\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}} = \omega_0 \left[ \left(1 + \frac{\Delta L}{L}\right) \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right) \right]^{-\frac{1}{2}}$$

将上式展开，忽略高阶无穷小量，简化为

$$\begin{aligned} \omega_0 + \Delta\omega_0 &\approx \omega_0 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L}\right) \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}\right) \\ &\approx \omega_0 - \frac{1}{2} \omega_0 \frac{\Delta L}{L} - \frac{1}{2} \omega_0 \frac{\Delta C}{C} \end{aligned}$$

因此频率变化量为 
$$\Delta\omega_0 \approx -\frac{1}{2}\omega_0 \left( \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right)$$

为了提高回路的标准性，必须减小L和C的相对变化量。在L和C中，除了外加的集总电感和电容外，还包括元件和引线的分布电容和分布电感，及管子的极间电容等寄生参量。因而，减小L和C的相对变化量的措施是：采用高稳定性的集总电感和电容器，减小不稳定的寄生参量及其在L和C中的比重以及采用温度补偿等。

温度是影响标准性的主要因素，温度的改变使得电感线圈和电容极板的几何尺寸发生变化，而且介质材料的介电系数及感性材料的磁导率也将变化，从而使电容和电感值改变。为了减少温度的影响，应该采用温度系数较小的电感和电容元件。还可以采用负温度系数的电容补偿正温度系数的电感的变化。还可以将振荡器放入恒温槽里。

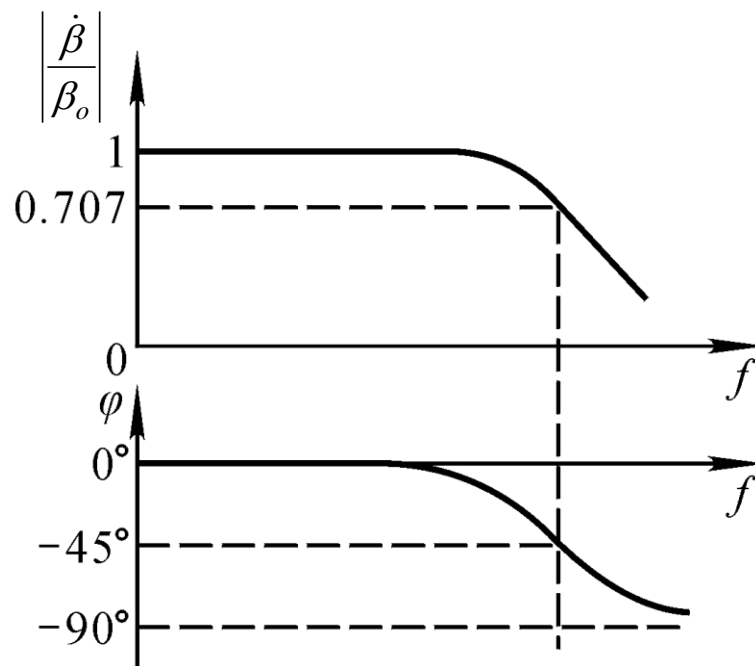
### 3、减少晶体管的影响

晶体管的极间电容将影响频率稳定度，在设计电路时应尽可能减少晶体管和回路之间的耦合。另外，选择 $f_T$ 较高的晶体管， $f_T$ 越高，高频性能越好，可以保证在工作频率范围内均有较高的跨导，电路易于起振；而且， $f_T$ 越高，晶体管内部相移越小。一般可选择

$$f_T > (3 - 10)f_{oscmax}$$

其中， $f_{oscmax}$ 为振荡器最高工作频率。

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \Rightarrow \begin{cases} |\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_\beta})^2}} \\ \varphi = -\text{tg}^{-1} \frac{f}{f_\beta} \end{cases}$$



电流放大倍数的频率特性曲线

**特征频率 $f_T$ :**  $|\beta(j\omega)|$  下降到  
1所对应的频率, 当  $f=f_T$  时:

$$|\beta(jf_T)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\frac{f_T}{f_\beta})^2}} = 1 \quad f_T \approx \beta_0 f_\beta \gg f_\beta$$

#### 4、提高回路的品质因数

根据 **LC**回路的特性知, 回路的  $Q$  值越大, 回路的相  
频特性斜率就越大, 即相位越稳定。振荡频率也越稳定。

**电容电感反馈的振荡器频率稳定度低的原因主要是，**晶体管的级间电容、分布电容、分布电感的影响，减少这些不稳定因素影响措施为：

- 缩短引线，采用机械强度高的引线且安装牢靠，或者采用贴片元器件。
- 增加回路总电容，减小管子与回路的耦合，均能有效减少管子极间电容（这些电容往往是不稳定的）在总电容中的比重，也可有效减小管子输入和输出电阻以及它们的变化量对振荡回路 $Q_e$ 的影响。但是，回路总电容的增加量是有限的，当频率一定时，增加回路总电容势必减小回路电感。当电感线圈电感减小时，线圈的固有品质因数 $Q_0$ 不易做高，相应的 $Q_e$ 也就不高，这反而不利于提高振荡器的频率稳定度。
- 因此，一般都采用减小管子和回路之间耦合的方法，下面介绍的两种改进型的电容反馈振荡器——克拉泼振荡器和西勒振荡器就是采用这种方法设计而成。

## 5.3.4 改进型电容反馈振荡器

### 一、克拉泼 (Clapp) 电路

电路条件是:  $C_3 \ll C_1, C_3 \ll C_2$

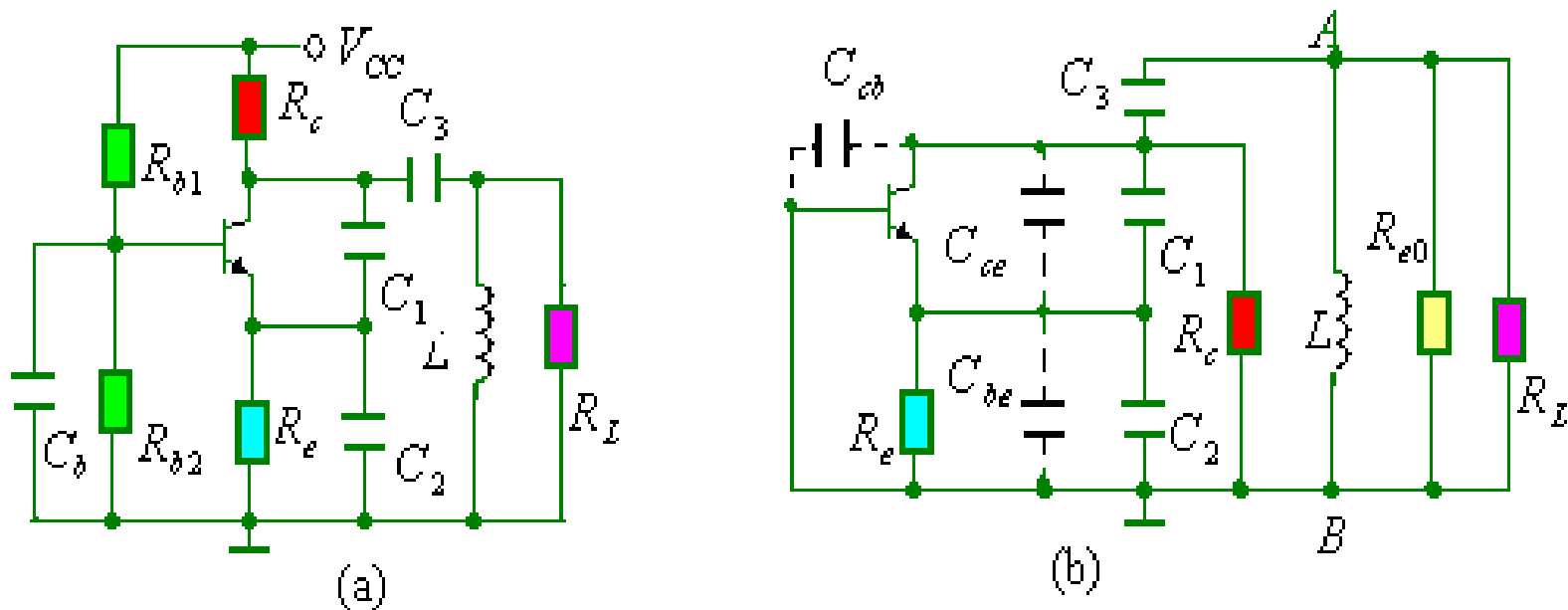


图5.3.1 克拉泼振荡电路  
(a) 实用电路 (b) 高频等效电路

若不考虑晶体管输入、输出电容的影响。 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$

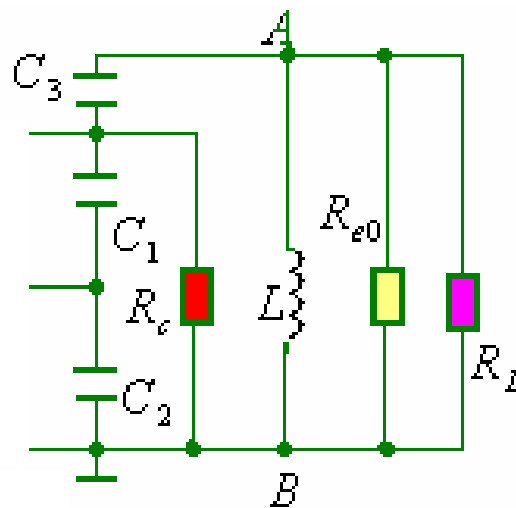
三个电容串联后的等效电容

$$C = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3} = \frac{C_3}{1 + \frac{C_3}{C_1} + \frac{C_3}{C_2}} \approx C_3$$

$$\text{振荡角频率: } \omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC_3}}$$

电路的振荡频率近似只与  $C_3$ 、 $L$  有关。而几乎与  $C_1$ 、 $C_2$  无关。

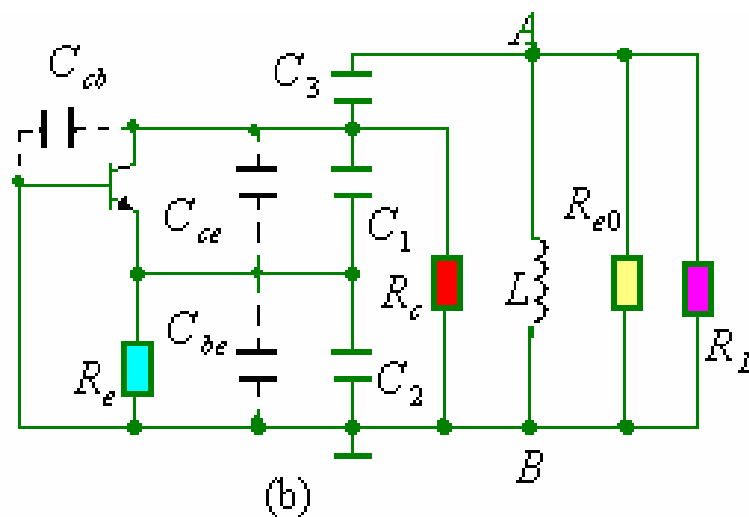
电路特点：（1）晶体管结电容对振荡频率的影响小；  
（2）电路不易起振。



电路不易起振分析：

(1) 晶体管结电容对振荡频率的影响：

由图可以看到， $C_{ce}$  与谐振回路的接入系数：



$$n' = \frac{C_2 \text{串} C_3}{C_1 + (C_2 \text{串} C_3)} = \frac{C_2}{\frac{C_1 C_2}{C_3} + C_1 + C_2} \ll n = \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

$n$  为基本电容三点式电路的接入系数。

所以， $C_{ce}$  对振荡频率的影响很小。



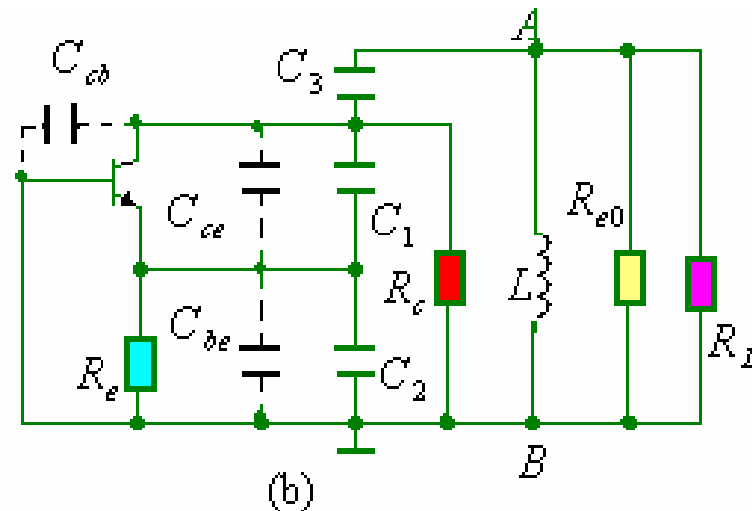
同理， $C_{be}$  对振荡频率的影响也极小。并且三极管的输入电阻和输出电阻对LC网络品质因数的影响较小，因此，克拉泼电路的频率稳定度比电容三点式电路要好。

在实际电路中，通常根据所需的振荡频率决定L、 $C_3$  的值，然后取 $C_1$ 、 $C_2$  远大于 $C_3$  即可。但是 $C_3$  不能取得太小，否则将影响振荡器的起振。

如图所示，晶体管 c、b 两端与回路 A、B 两端之间的接入系数

$$n_1 = \frac{C_3}{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_3}$$

$$= \frac{1}{\frac{C_1 C_2}{C_3(C_1 + C_2)} + 1}$$



所以, A、B 两端的等效电阻  $R'_L = R_L \parallel R_{e0}$  折算到

**c、b 两端为:**  $R''_L = n_1^2 R'_L = \left[ \frac{1}{\frac{C_1 C_2}{C_3(C_1 + C_2)} + 1} \right]^2 R'_L < R'_L$

而  $R_L''$  就是共基电路的等效负载。 $R_L''$  越小，则共基电路的电压增益越小，从而环路增益越小，越不易起振。

当  $C_3$  决定后， $C_1$ 、 $C_2$  取值越大，则  $R_L''$  越小于  $R_L'$ 。

如果  $C_1$ 、 $C_2$  给定， $C_3$  越小，环路增益越小，因此克拉泼电路是以牺牲环路增益为代价换取回路标准性的提高。

克拉泼电路只适宜于作固定频率振荡器或波段覆盖系数较小的可变频率振荡器。一般克拉泼电路的波段覆盖系数为1.2~1.3。

波段覆盖系数：在一定波段范围内，连续正常工作的振荡器的最高工作频率与最低工作频率的比值。

## 二、西勒（Selier）电路

电路条件  $C_3 \ll C_1, C_3 \ll C_2$

回路等效电容

$$C = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3} + C_4 \approx C_3 + C_4$$

振荡频率

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_3 + C_4)}}$$

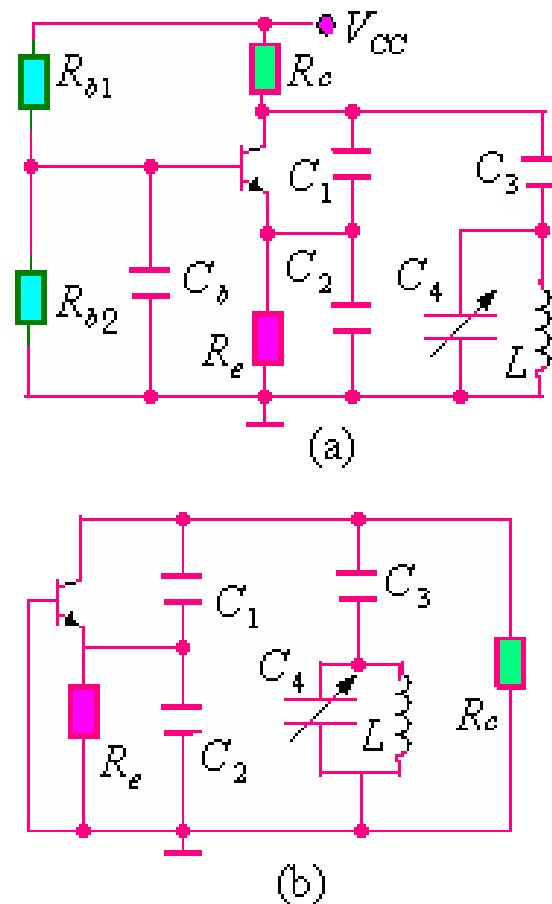


图5.3.2 西勒振荡电路

在西勒电路中， $C_4$  由于与  $L$  并联，所以  $C_4$  的大小不影响回路的接入系数，其他特点于克拉泼电路相同。

如果使  $C_3$  固定，通过变化  $C_4$  来改变振荡频率，则  $R_L''$  在振荡频率变化时基本保持不变，从而使输出振幅稳定。因此，西勒电路可用作波段振荡器，其波段覆盖系数为1.6~1.8左右。

## 5.4 LC振荡器的设计考虑（自学）

**作业：5.20    5.21    5.25    5.26**