

第九章 振荡器

振荡器功能：不需要输入信号控制就能自动的将**直流电源的能量**
转变为特定频率和振幅的交变能量的电路

振荡器的指标：

- 频率**——频率的准确度与稳定度
- 振幅**——振幅的大小与稳定性
- 波形及波形的失真**
- 输出功率**——能带动一定阻抗的负载

振荡器的分类

- 按电路原理分**
 - 反馈型**振荡器
 - 负阻型**振荡器
- 按输出波形分**——正弦波、方波、三角波等

本章主要内容

- 反馈型正弦波**振荡器电路原理及性能
- 电压控制频率**振荡器原理

9.1 反馈型振荡器的基本原理

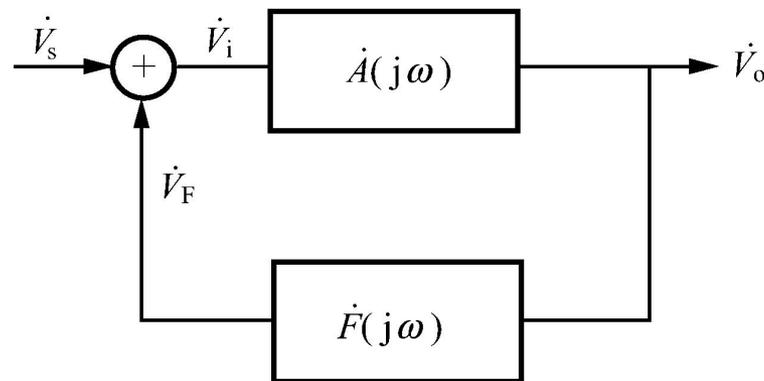
9.1.1 反馈型振荡器的基本组成与平衡条件

1. 基本组成

反馈型振荡器——基于放大与反馈的机理

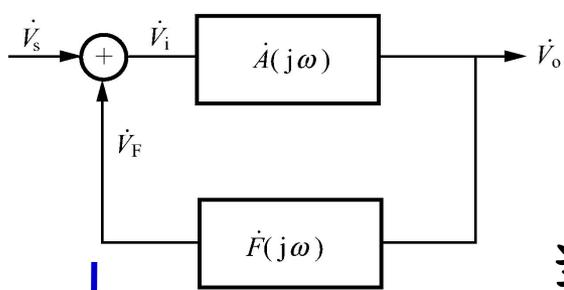
带反馈的放大电路

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V}_o = \dot{A}(j\omega)\dot{V}_i \\ \dot{V}_F = \dot{F}(j\omega)\dot{V}_o \\ \dot{V}_i = \dot{V}_s + \dot{V}_F \end{array} \right.$$



反馈放大器的增益:

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{A}}{1 - \dot{A}\dot{F}}$$



$$\dot{A}_f = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{A}}{1 - \dot{A}\dot{F}}$$

说明什么? 不需要
输入信号
($\dot{V}_s = 0$)
就有输出

当 $\dot{A}\dot{F} = 1$ 时

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} \rightarrow \infty$$



振荡器

反馈型振荡器基本组成 —— 闭环回路

放大器

反馈支路

$$\dot{V}_s = 0 \longrightarrow \dot{V}_i = \dot{V}_F$$

如何保证单一频率的正弦波?



闭环回路中必须有一选频回路

或选频放大器

或选频反馈

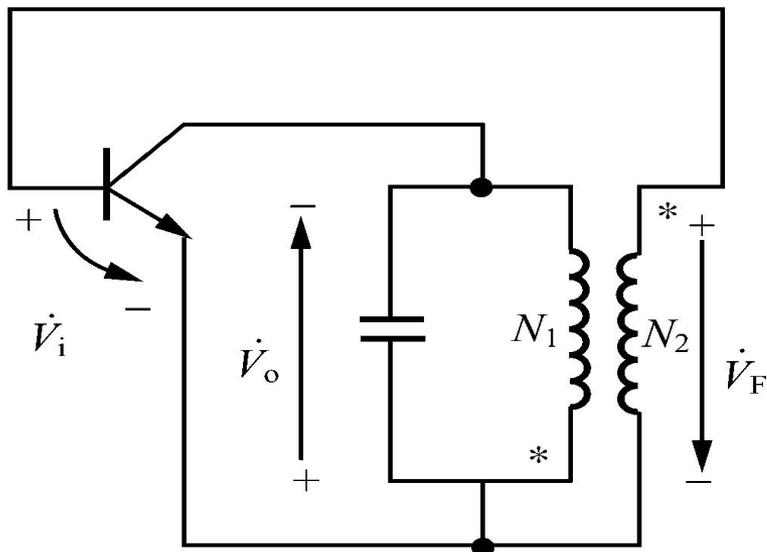
$$\dot{A}\dot{F} = 1$$

只能在频率 ω_{osc} 上满足

$$\dot{A}(j\omega_{osc}) \cdot \dot{F}(j\omega_{osc}) = 1$$

带选频放大器的

反馈型正弦波振荡器

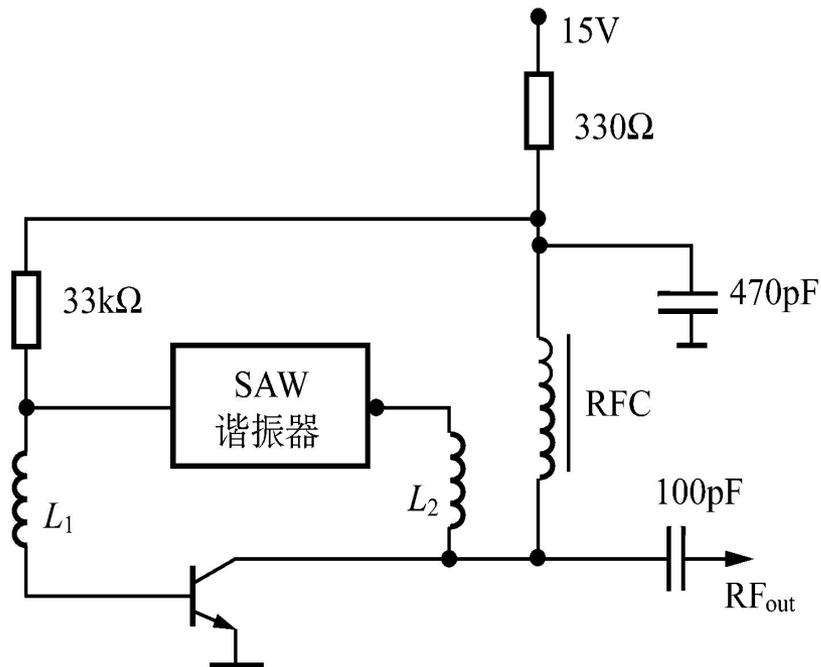


构成振荡器的三个条件

- 平衡条件
- 起振条件
- 稳定条件

带选频反馈支路的

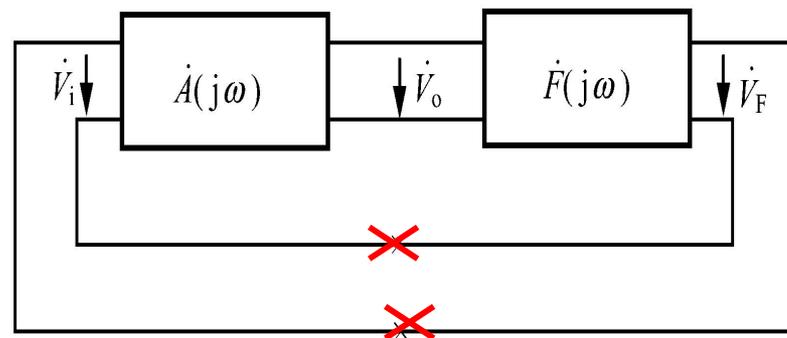
反馈型正弦波振荡器



2. 平衡条件

反馈振荡器的**环路增益**为：

$$\dot{T}(j\omega) = \frac{\dot{V}_F}{\dot{V}_i} = \dot{A}(j\omega) \cdot \dot{F}(j\omega)$$



振荡平衡时,在频率 ω_{osc} 处有: $\dot{T}(j\omega_{osc}) = 1$ ——平衡条件

振幅平衡条件: $|\dot{T}(j\omega_{osc})| = |\dot{A}(j\omega_{osc}) \cdot \dot{F}(j\omega_{osc})| = 1$

——可用来求振荡器的**输出幅度**

环路增益的模为1

相位平衡条件: $\phi_{\dot{T}(j\omega_{osc})} = \phi_{\dot{A}(j\omega_{osc})} + \phi_{\dot{F}(j\omega_{osc})} = 2n\pi$ ($n=0,1,2,\dots$)

环路增益的**相移为0**, 即 \dot{V}_F 与 \dot{V}_i **同相**, **满足正反馈条件**

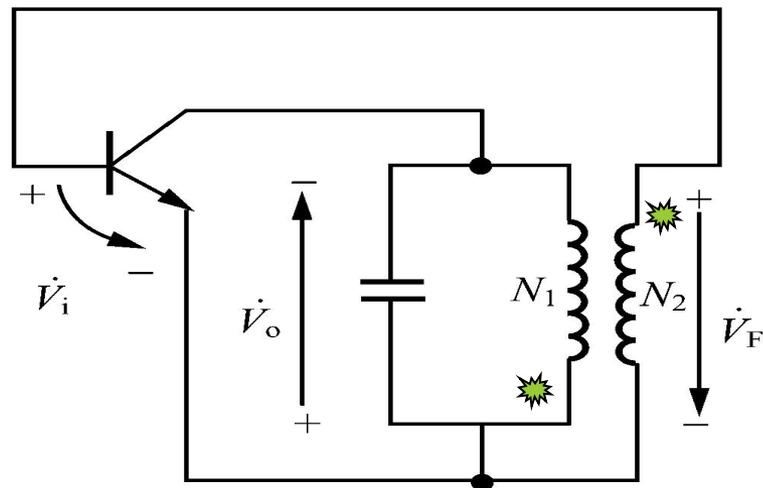
相位平衡条件分析

① 如何保证正反馈？

变压器的同名端必须正确

② 相位平衡条件的应用？

——可用来求振荡器的振荡频率

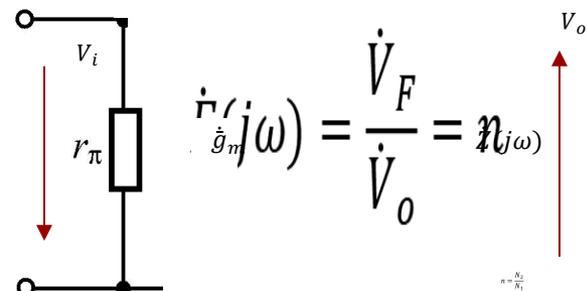


为求相移 $\phi_{\dot{T}(j\omega)} \longrightarrow$ 求 $\dot{T}(j\omega)$

放大器的增益为： $\dot{A}(j\omega) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \dot{g}_m \dot{Z}(j\omega)$

反馈系数为： $\dot{F}(j\omega) = \frac{\dot{V}_F}{\dot{V}_o} = n$

$$n = \frac{N_2}{N_1}$$



振荡器的环路增益

$$\dot{T}(j\omega) = \dot{A}(j\omega) \cdot \dot{F}(j\omega) = \dot{g}_m \dot{Z}(j\omega) \cdot \dot{F}$$

由环路增益表达式

$$\dot{T}(j\omega) = \dot{A}(j\omega) \cdot \dot{F}(j\omega) = \dot{g}_m \dot{Z}(j\omega) \cdot \dot{F}$$

环路总相移应满足：

$$\phi_{\dot{T}(j\omega)} = \phi_{\dot{g}_m} + \phi_{\dot{Z}(j\omega)} + \phi_{\dot{F}} = 0$$

放大器跨导相移

LC谐振回路相移

反馈网络相移

即：

$$\phi_{\dot{Z}(j\omega)} = -(\phi_{\dot{g}_m} + \phi_{\dot{F}})$$

什么频率值时能满足此条件？

LC回路相频特性

$$\phi_{\dot{Z}(j\omega)} \approx -\arctg 2Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

交点—— $\phi_{\dot{T}(j\omega)} = 0$ ——相位平衡

相位平衡点的频率值 ω

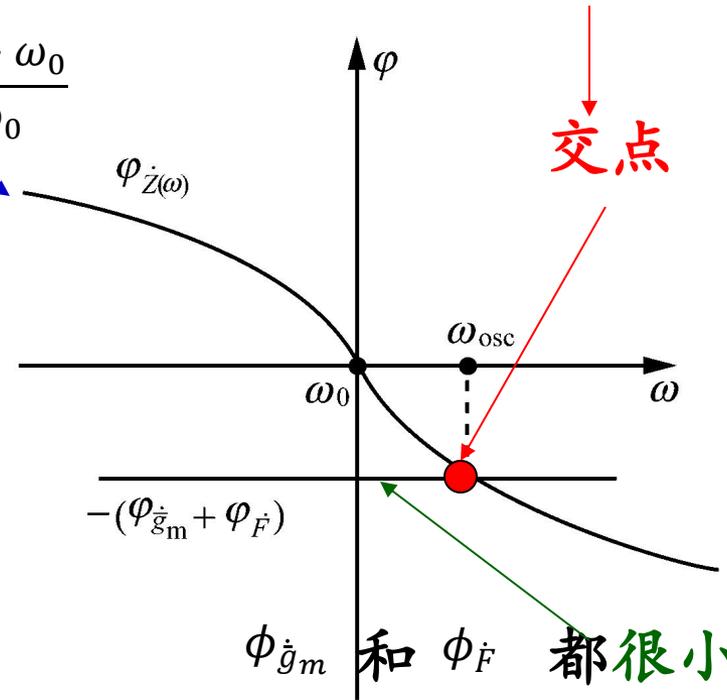
即振荡频率 ω_{osc}

问题：为什么

$$\omega_{osc} \neq \omega_0 \quad ?$$

什么时候

$$\omega_{osc} = \omega_0$$



$\phi_{\dot{g}_m}$ 和 $\phi_{\dot{F}}$ 都很小，而且几乎不随 ω 而变化

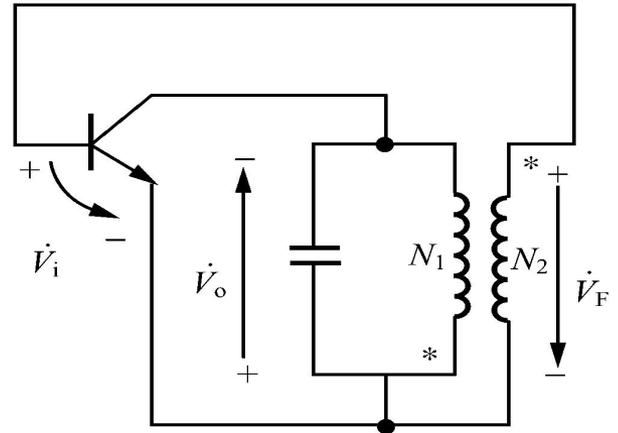
当管子的特征频率选得合适时: $\phi_{\dot{g}_m} = 0$

本电路反馈系数 \dot{F} 是 $\longrightarrow \phi_{\dot{F}} = 0$

变压器的匝数比 n ,

$$\phi_{\dot{T}(j\omega)} = \phi_{\dot{g}_m} + \phi_{\dot{z}(j\omega)} + \phi_{\dot{F}}$$

$\phi_{\dot{T}} \approx \phi_{\dot{z}} \longrightarrow \omega_{osc} = \omega_0$



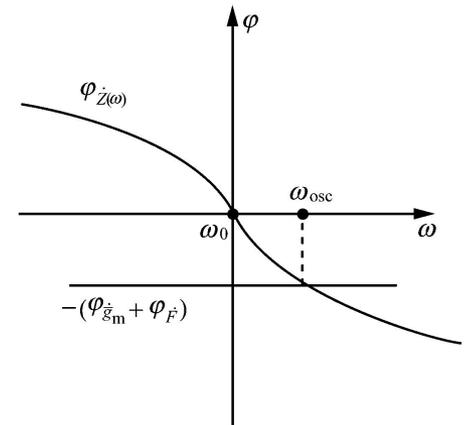
结论:

① 相位平衡条件 **决定了** 振荡频率

振荡频率近似等于选频回路的中心频率

② 环路增益的相频特性 **主要取决于** 选频回路的相频特性

回路Q越大, 相频特性的斜率越陡, 选频、滤波特性越好



9.1.2 起振条件

振荡如何产生?

为了保证输出信号从无到有
幅度不断增长，要求：

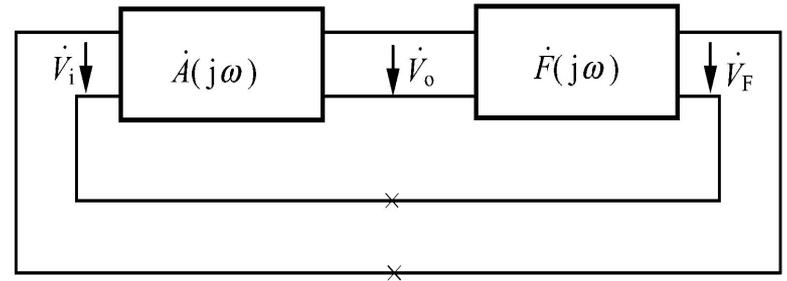
反馈电压 V_F
输入电压 V_i } 同相，且 $V_F > V_i$

(1) 振幅条件

$$|\dot{T}(j\omega)| = \left| \frac{\dot{V}_F}{\dot{V}_i} \right| = |\dot{A}(j\omega)| \cdot |\dot{F}(j\omega)| > 1$$

(2) 相位条件

$$\phi_{\dot{T}(j\omega)} = \phi_{\dot{A}(j\omega)} + \phi_{\dot{F}(j\omega)} = 0$$



环路增益 $T = AF$ 大于 1

增益越大越易起振

环路增益的相位为 0

满足正反馈条件

振荡器的起振过程分析？振荡如何从无 \longrightarrow 平衡？

① 起振时放大器的工作条件和状态

放大器 —— 小信号、线性工作状态，高增益A，

可用晶体管交流小信号等效电路计算增益 必须设置合适的工作点

② 起振过程中放大器工作状态的变化

环路增益 $T > 1$ ， $v_i \uparrow\uparrow$

放大器 $\begin{cases} \rightarrow \text{小信号} \longrightarrow \text{大信号} \longrightarrow \text{不能用小信号等效电路} \\ \rightarrow \text{线性} \longrightarrow \text{非线性} \longrightarrow \text{出现谐波，输出波形失真} \end{cases}$

为保证正弦波振荡，必须要选频回路

③ 从起振的 $AF > 1$ \rightarrow ? \rightarrow 平衡时的 $AF = 1$

环路中一定有一个非线性器件

参数随信号大小变化而变化

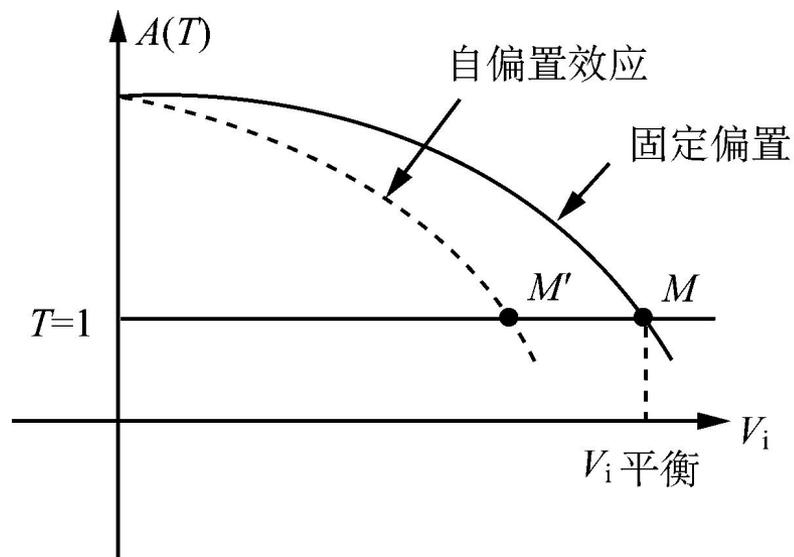
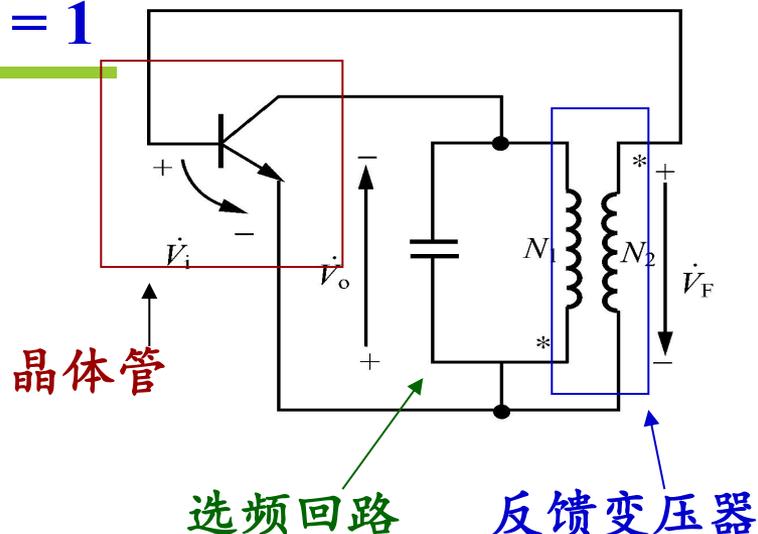
非线性器件是晶体管

大信号 \rightarrow 增益压缩 \rightarrow A 下降
非线性

$T=AF$ 下降 \rightarrow $AF=1$ 平衡

注意:

区分起振和平衡时放大器的不同状态



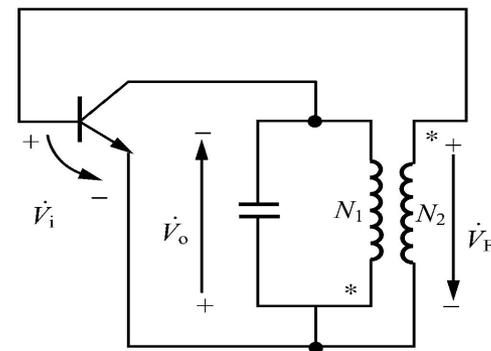
④ 晶体管大信号工作给振荡器带来的问题及解决方法

大信号工作 \rightarrow 双极饱和截止 \rightarrow 非线性 \rightarrow 出现谐波 \rightarrow 需选频滤波

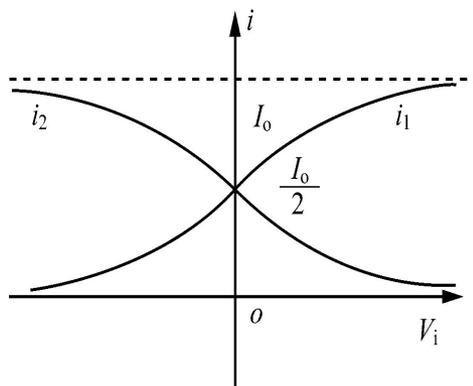
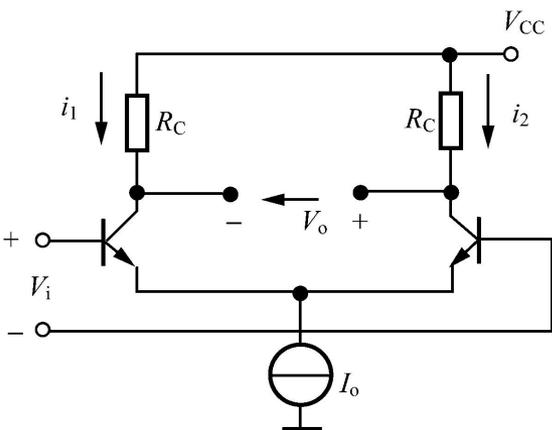
晶体管输出阻抗影响选频回路Q值

采取措施 \rightarrow 减少晶体管的非线性

保证 $AF > 1 \rightarrow AF = 1$ 的过渡



措施1. 用差分放大器代替单管放大器

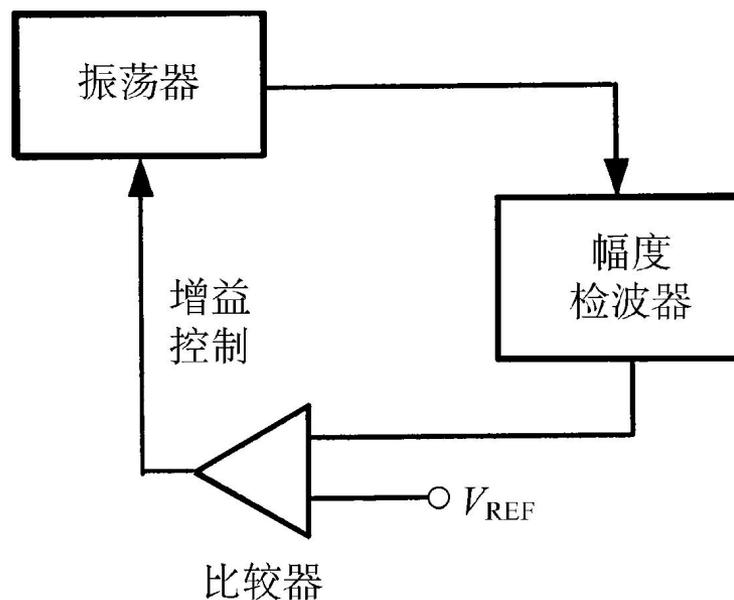


伏安特性 \rightarrow 双曲正切函数

$V_i \uparrow$, 电流 \rightarrow 常数

放大器增益下降
但晶体管没有饱和

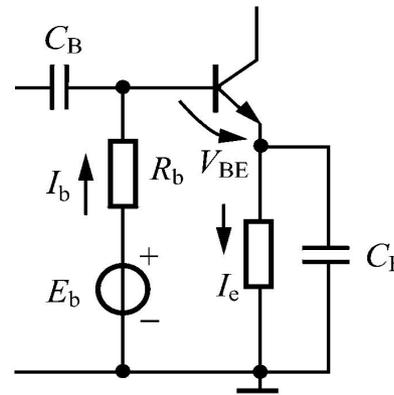
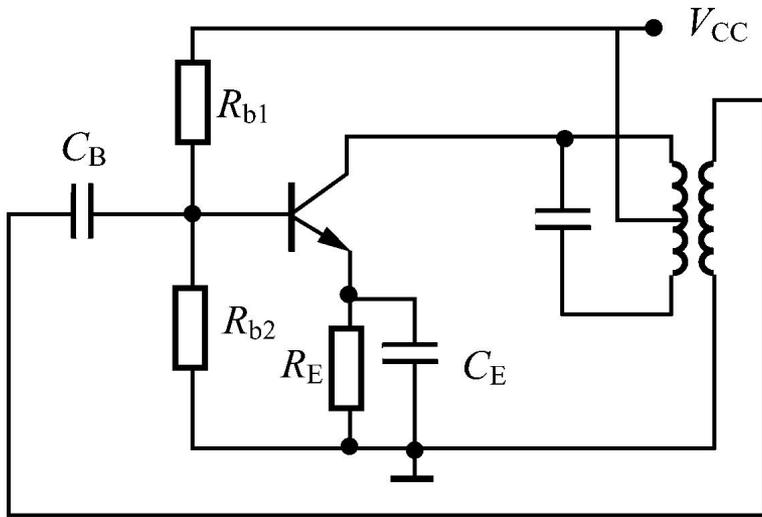
措施2. 闭环增益自动控制



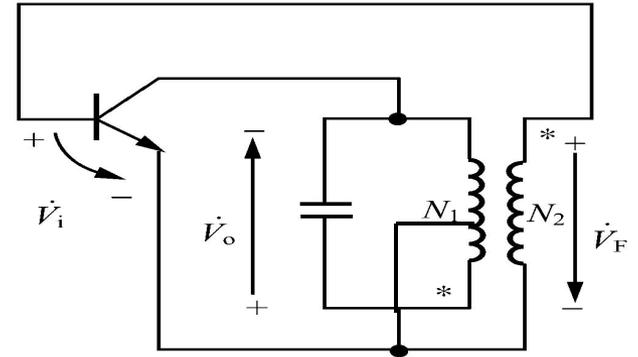
特点：外电路检测幅度，控制增益，使晶体管不达饱和

措施3. 采用偏置电路的负反馈

带选频放大器和变压器反馈的振荡器



交流通路



带偏置的完整电路

直流偏置电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_E

交流旁路电容 C_E

隔直流电容 C_B

$$E_b = \frac{V_{cc}}{R_{b1} + R_{b2}} R_{b2}$$

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

静态工作点 Q 处的偏置电压是

$$V_{BEQ} = E_b - I_{bQ}R_b - I_{eQ}R_e$$

起振时——小信号、A类、线性、增益大

起振后, $V_i \uparrow \uparrow$ → 晶体管进入非线性区

→ 电流 i_e 、 i_b 正负半周不对称

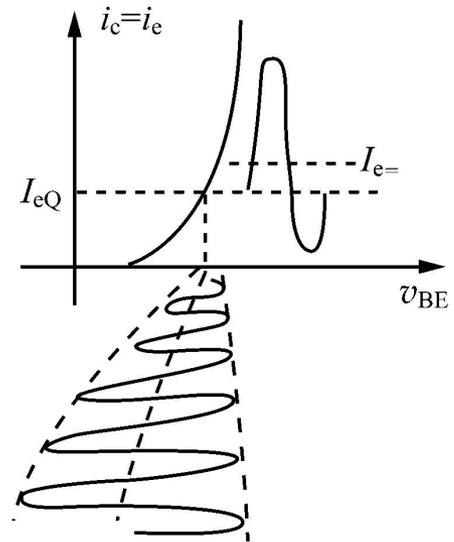
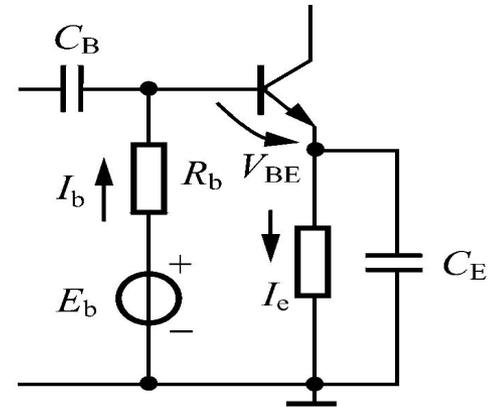
→ 平均分量 $I_{e=} > I_{eQ}$ 、 $I_{b=} > I_{bQ}$

→ ($V_{BE} = E_b - I_{b=}R_b - I_{e=}R_e$) ↓↓

结果: 工作点左移——管子趋于截止

——增益A下降——AF=1平衡

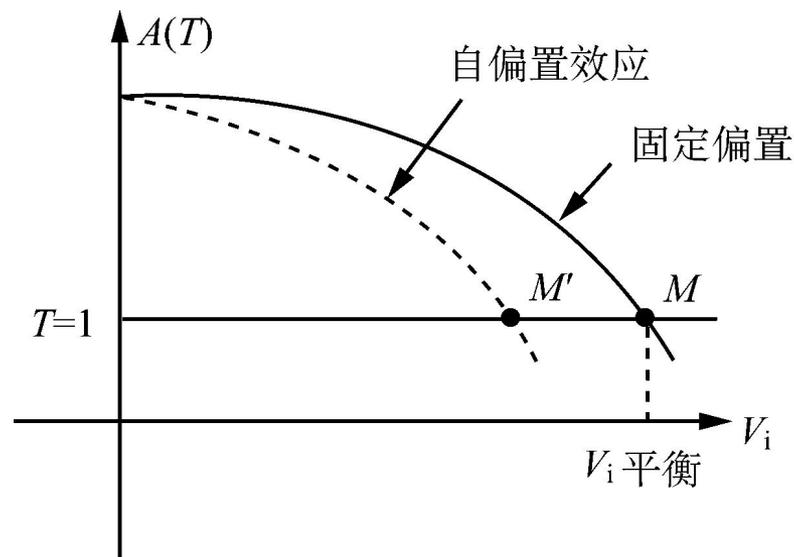
——称为自偏置效应



带自偏置效应的振荡器的特点

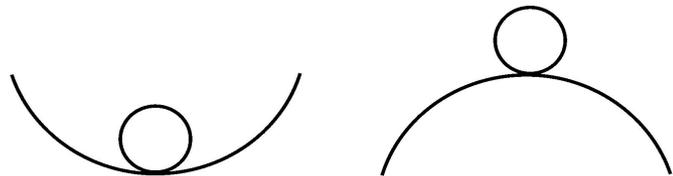
- ① 起振过程有直流负反馈
- ② 利用管子趋于截止而不是饱和使增益下降
使选频回路Q不受影响——选频特性好

- ③ 振荡器的环路增益 T 随 V_i 的变化曲线比等偏置电路更陡



9.1.3 振荡器的稳定条件

振荡器的平衡
{
不稳定?
稳定?



稳定——经过外界扰动，系统能自动恢复（靠近）到原平衡位置

1. 振幅稳定条件

初始平衡时，输入 V_i ，环路增益 $T=1$ ，反馈 $V_F = T \cdot V_i = V_i$

扰动使 $V_i \uparrow \rightarrow V'_i$ ，离开平衡点。则 $V'_F = T \cdot V'_i$

经过一个循环

$V''_i = V'_F = T \cdot V'_i$ 若

$V''_i < V'_i$ —— 稳定

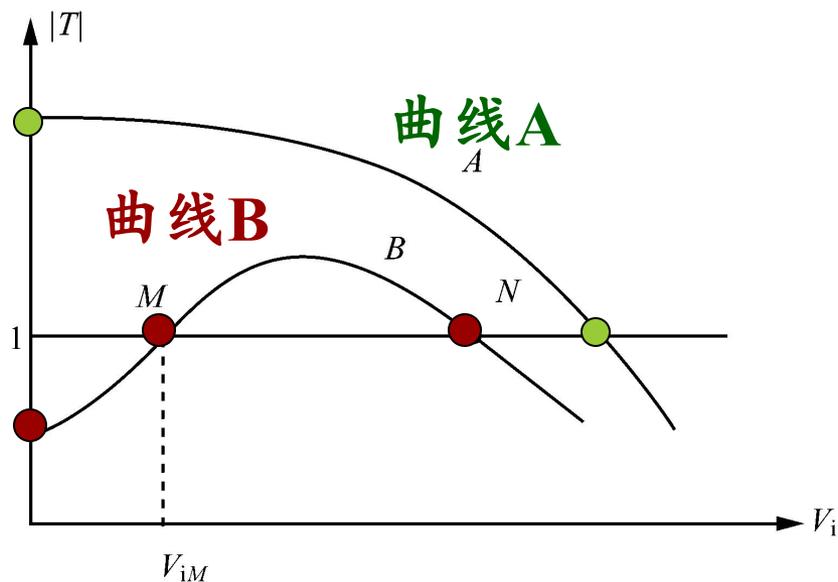
$V''_i > V'_i$ —— 不稳定

$$\frac{\partial T}{\partial V_i} |_{\text{平衡点}} < 0$$

结论：为使振幅稳定，振荡器的振荡特性曲线 $T \sim V_i$ 在平衡点处必须是负斜率的，且曲线越陡，稳定性越好。

振幅稳定条件分析

振荡曲线 $T \sim V_i$



- 曲线A**
- 起始点 $T > 1$ —— 自动起振 ——> 软激励
 - 平衡点 $T = 1$ 且 $\frac{\partial T}{\partial V_i}|_{\text{平衡点}} < 0$ —— 稳定
- 曲线B**
- 起始点 $T < 1$ —— 不能起振 ——> 硬激励
 - 平衡点M: $T = 1$ 但 $\frac{\partial T}{\partial V_i}|_{\text{平衡点}} > 0$ 不稳定
 - 平衡点N: $T = 1$ 且 $\frac{\partial T}{\partial V_i}|_{\text{平衡点}} < 0$ 稳定

2. 相位稳定条件

讨论相位稳定前应**明确两点**:

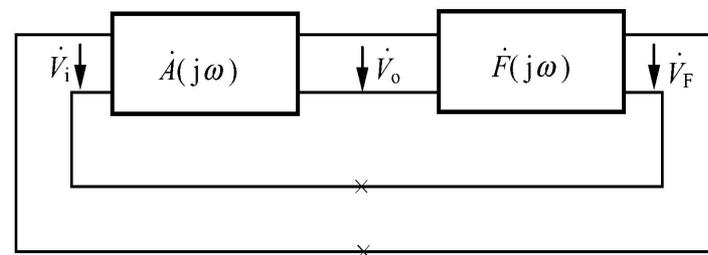
(1) 正弦振荡 $v(t) = V_m \cos \omega \cdot t$ **频率和相位的关系**

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} \left. \begin{array}{l} \text{相位超前, 频率必然上升} \\ \text{相位迟后, 必然是频率下降} \end{array} \right\} \longrightarrow$$

振荡器的**相位稳定**条件也就是振荡器的**频率稳定**条件

(2) 振荡器的**相位平衡**条件含义:

$$\phi_{\dot{V}(j\omega_{osc})} = \phi_{\dot{A}(j\omega_{osc})} + \phi_{\dot{F}(j\omega_{osc})} = 2n\pi$$

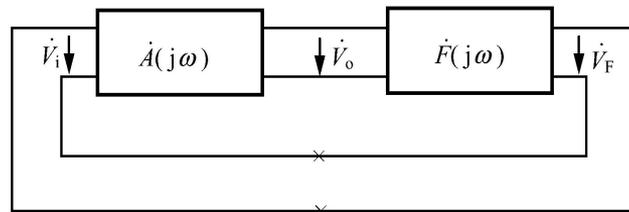


在**频率** ω_{osc} **处**, 经过一个循环,

反馈振荡器的 \dot{V}_F 与 \dot{V}_i 相位相差 2π (或0)

初始平衡时 \rightarrow 振荡频率 ω_{osc}
 \rightarrow 输入 V_i 循环一周, \dot{V}_F 与 \dot{V}_i 同相 (或 2π)

外界扰动使频率 $\omega_{osc} \uparrow \longrightarrow \omega'_{osc}$



此时, 输入 V_i 循环一周, 如果系统使

\dot{V}_F 相位比 \dot{V}_i 超前 \rightarrow 即 $\phi_T > 2\pi \rightarrow$ 新的频率

$$\omega''_{osc} = \frac{d\phi_T}{dt} > \omega'_{osc}$$

\dot{V}_F 相位比 \dot{V}_i 滞后 \rightarrow 即 $\phi_T < 2\pi \rightarrow$ 新的频率

$$\omega''_{osc} = \frac{d\phi_T}{dt} < \omega'_{osc}$$

$$\left. \frac{\partial \phi_T}{\partial \omega} \right|_{\text{平衡点}} < 0$$

稳定

不稳定

结论: 为使相位稳定, 振荡器的环路增益的相位 \sim 频率特性

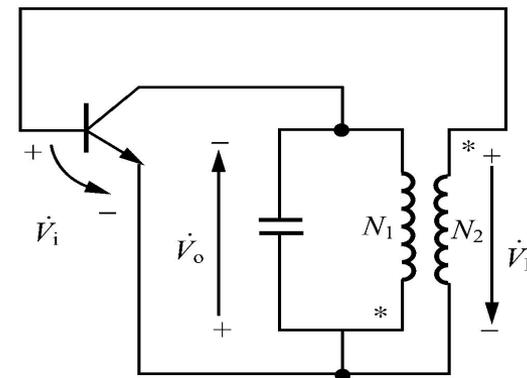
$\phi_T \sim \omega$ 在平衡点处必须是负斜率的。

相位稳定条件分析

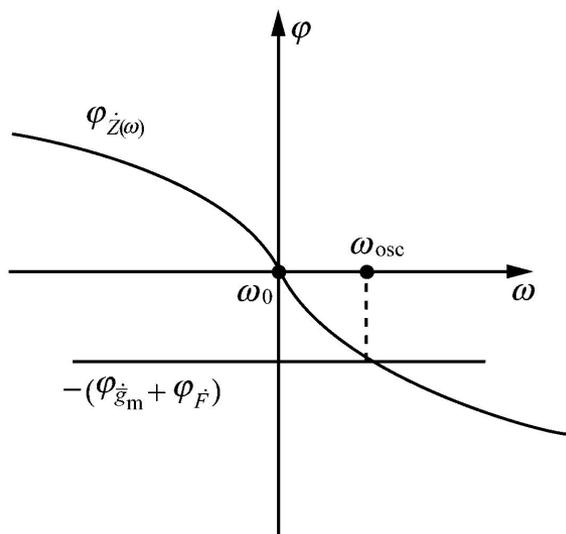
环路增益的相位:

$$\phi_T = \phi_{g_m} + \phi_F + \phi_Z$$

$$\frac{\partial \phi_T}{\partial \omega} = \frac{\partial \phi_{g_m}}{\partial \omega} + \frac{\partial \phi_F}{\partial \omega} + \frac{\partial \phi_Z}{\partial \omega} \approx \frac{\partial \phi_Z}{\partial \omega}$$



因为 ϕ_{g_m} 和 ϕ_F 几乎不随频率而变



并联谐振回路的相频特性

$$\phi_Z = -\arctg 2Q_e \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$$

曲线 $\phi_Z \sim \omega$ 是负斜率的,

所以, 振荡器是相位稳定的

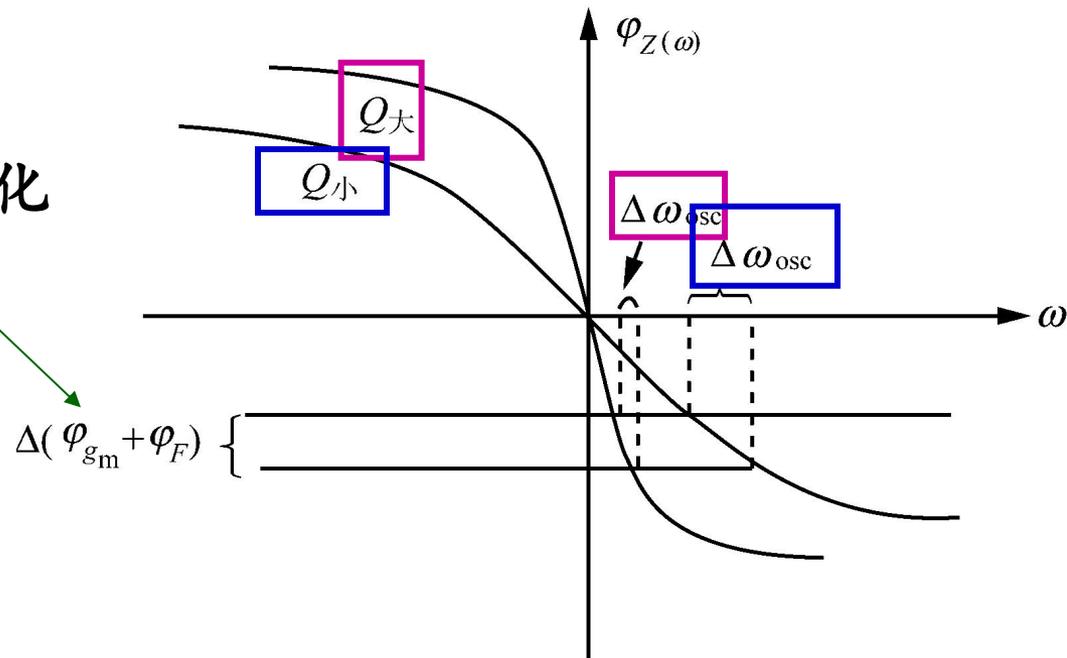
相位稳定性——频率稳定性的优劣

相频曲线 $\phi_T \sim \omega$ 越陡，即 $\left| \frac{\partial \phi_T}{\partial \omega} \right|$ 越大，稳定性越好

$$\frac{\partial \phi_T}{\partial \omega} \Big|_{\omega_0} \approx \frac{\partial \phi_Z}{\partial \omega} \Big|_{\omega_0} = \frac{\partial}{\partial \omega} \left(-\arctan 2Q_e \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) = -\frac{2Q_e}{\omega_0}$$

结论：选频回路的 Q 值越高，振荡器的频率稳定性越好

外界扰动使电路参数变化



小结:

分析反馈型振荡器时，**首先**要抓住以下几个要点:

- (1) 包含一个合适偏置的可变增益放大器。
- (2) 闭环环路是正反馈
- (3) 有选频回路
- (4) 环路增益 T 的相频特性为负斜率

保证了：
振荡电路的
合理性

进一步计算:

- (1) 环路增益 $T(j\omega)$ \longrightarrow 是否大于1?
- (2) 按照相位平衡条件计算**振荡频率**。

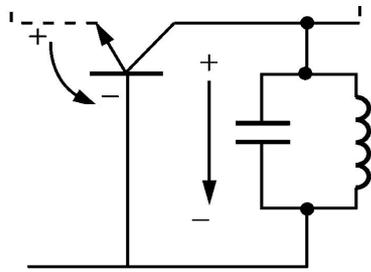
9.2 LC 振荡器

9.2.1 构成 LC 振荡器的两个注意点

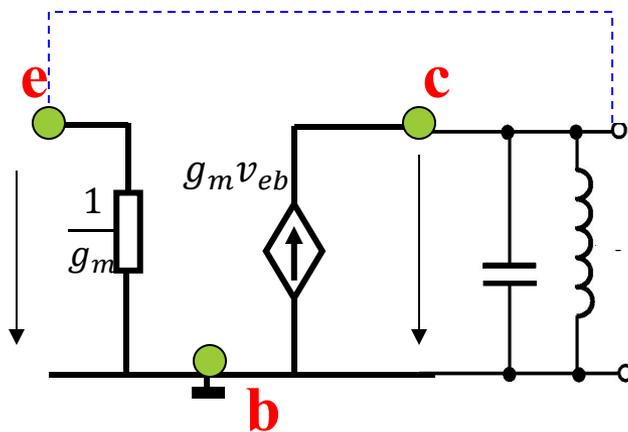
构成反馈型振荡器的三个部分

- 晶体管放大器
- 反馈网络
- 选频网络 —— LC 谐振回路

(1) 反馈电压的提取 —— 必须保证正反馈



共基放大器

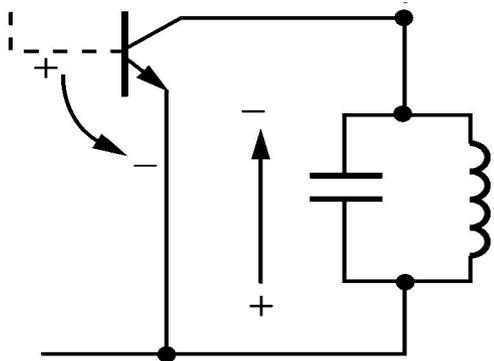


共基——同相放大器

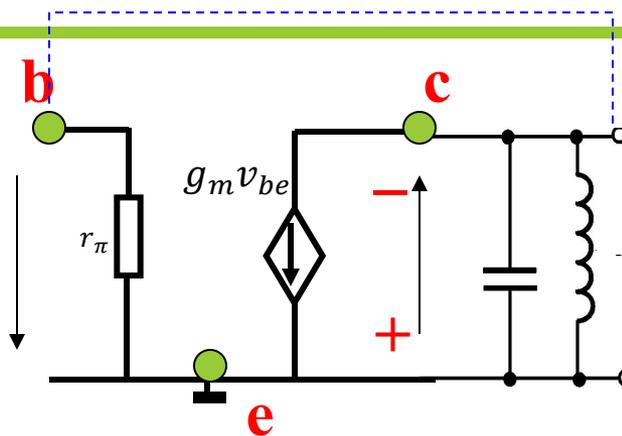
正反馈

g_m 实数

LC回路谐振
纯电阻



共射放大器



共射——反相放大器

负反馈

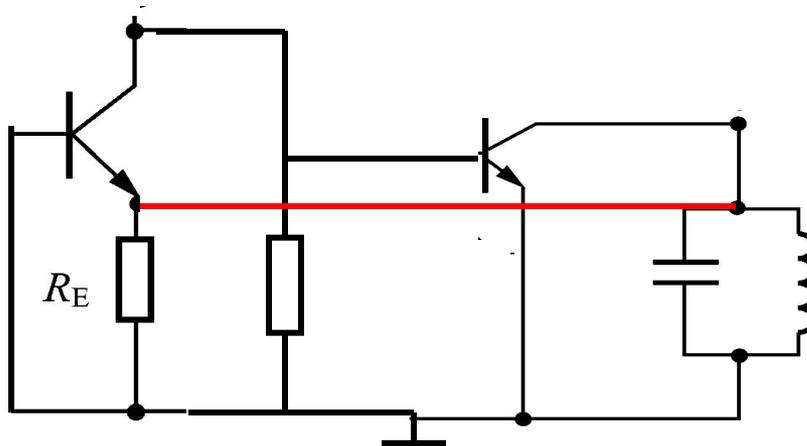
g_m 实数

LC回路谐振
纯电阻

必须注意反馈电压提取，以保证正反馈

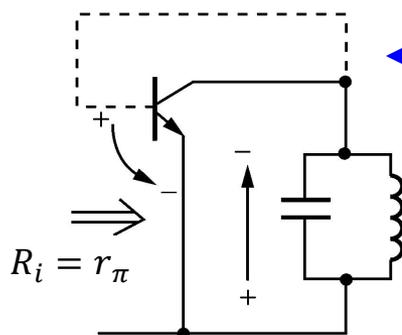
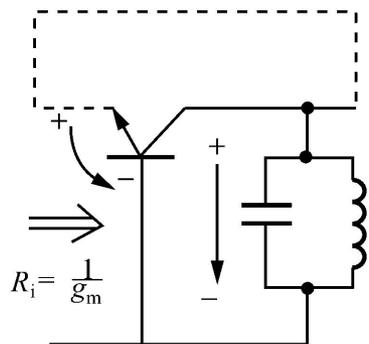
思考题：

该闭环环路是正反馈
还是负反馈？



(2) 对 LC 回路 Q 值的影响

保证选频回路 Q 值高的必要性——提高频率稳定度

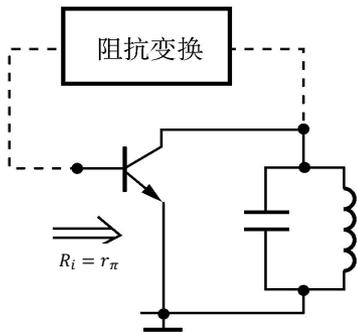
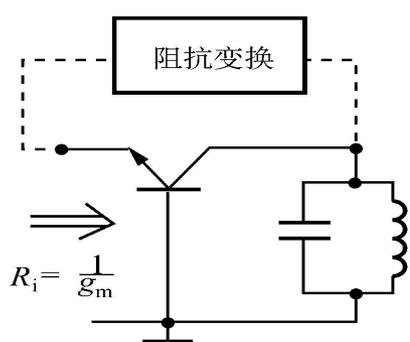


反馈支路将晶体管放大器的输入阻抗直接并联在回路两端
问题：降低回路 Q

解决方法：

阻抗变换后接入回路

阻抗变换方法

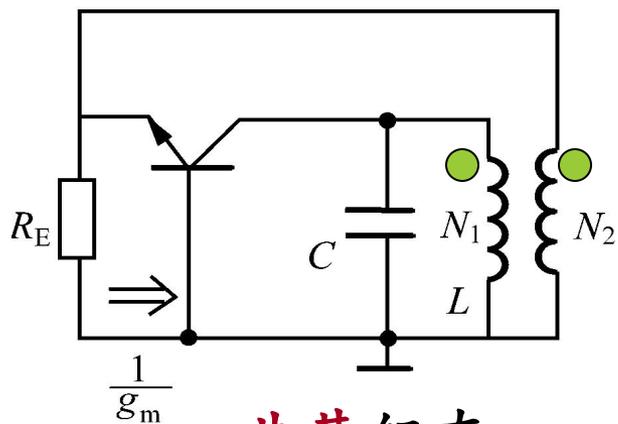


① 变压器——互感耦合 LC 振荡器

② 部分接入——三点式 LC 振荡器

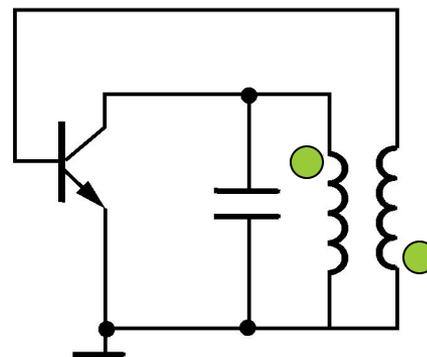
9.2.2 互感 LC 振荡器

- 电路构成特点：① 用变压器进行阻抗变换，以保证高Q
② 注意变压器同名端，以保证正反馈



共基组态

变压器同名端



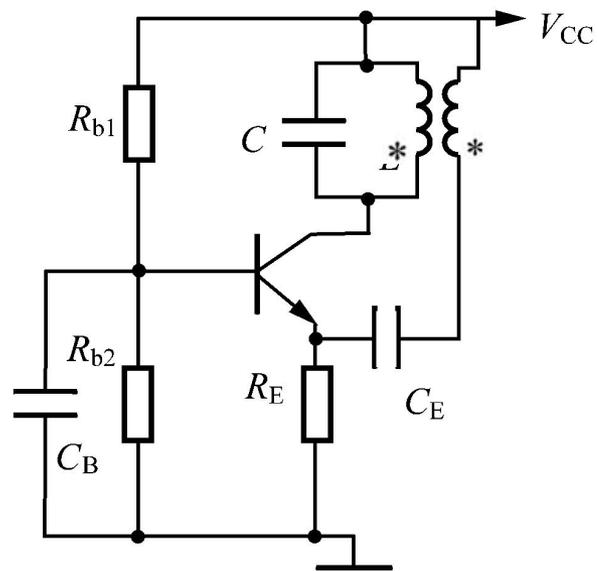
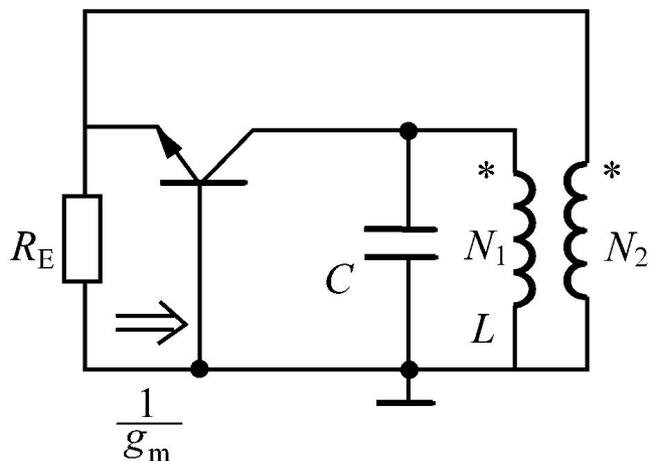
共射组态

变压器同名端

阻抗变换 $R'_i = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_i \quad (N_1 > N_2)$

振荡频率 $\omega_{osc} \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

添加直流偏置



思路：

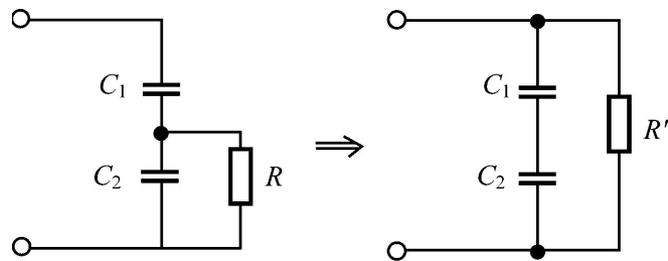
- ① **NPN**管，为保证工作于放大区，集电极直流电位最高，基极次之，发射极最低。
- ② 采用基极电阻 R_{b1} 、 R_{b2} **分压偏置**， R_E **直流负反馈**。
- ③ 线圈直流**短路**，电容直流**开路**，电源是**交流地**。
- ④ **大电容**实现**交流短路**和**隔直流**

9.2.3 三点式振荡器

- 电路构成特点：
- ① 用电抗部分接入进行阻抗变换，以保证高Q
 - ② 注意电抗元件的放置，以保证正反馈

电抗元件部分接入进行阻抗变换形式：

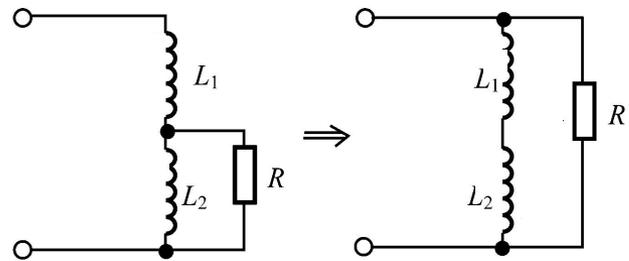
电容部分接入



$$P_c = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

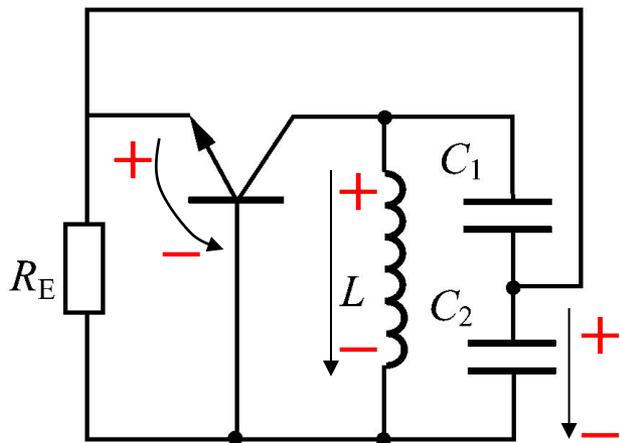
$$R' = \frac{R}{P_c^2}$$

电感部分接入



$$P_L = \frac{L_2}{L_1 + L_2}$$

$$R' = \frac{R}{P_L^2}$$



共基组态——同相放大器

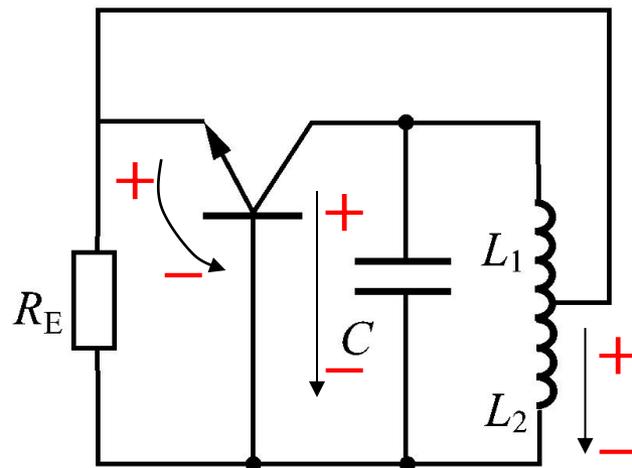
回路谐振——纯电阻

电容 C_1 C_2 相同性质电抗

反馈电压与输入同相

振荡频率

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$



振荡频率 $\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2)}}$

共基组态三点式特征:

- ① 反馈电压取自相同电抗元件
- ② 阻抗变换:

$$R' = \frac{R_i}{\beta^2}$$

$$R_i = R_E // \frac{1}{g_m}$$

1. 推导构成三点式振荡器的一般规则

晶体管和三个纯电抗元件 $X_1 X_2 X_3$
构成振荡器

忽略晶体管极间电容、跨导的相移
以及晶体管输入阻抗对回路的影响

推导：满足正反馈条件时，三个电抗元件
如何放置？

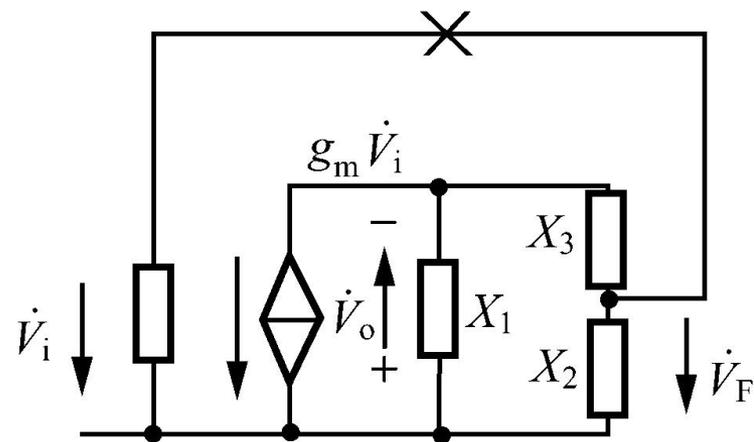
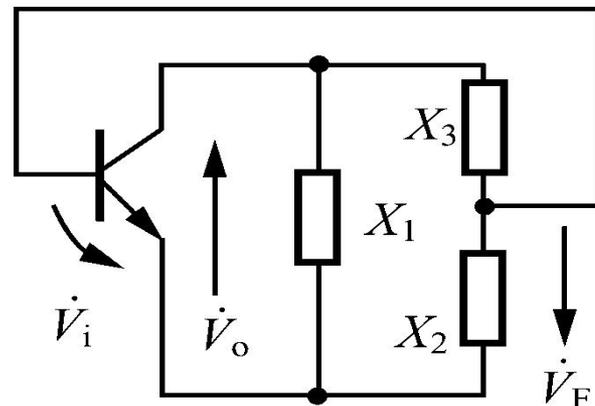
解：代入晶体管等效电路，在 X 断开，
由于振荡频率为回路中心频率，所以

$$V_o = g_m R_P V_i$$

R_P 是回路谐振阻抗，且 $X_1 + X_2 + X_3 = 0$

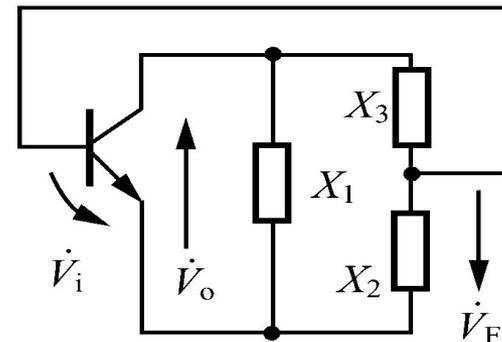
$$\text{则： } V_F = \frac{-V_o}{X_2 + X_3} \cdot X_2 = g_m R_P \cdot \frac{X_2}{X_1} \cdot V_i$$

结论：为保证 V_F 与 V_i 同相，电抗 X_2 与 X_1 必须同性质



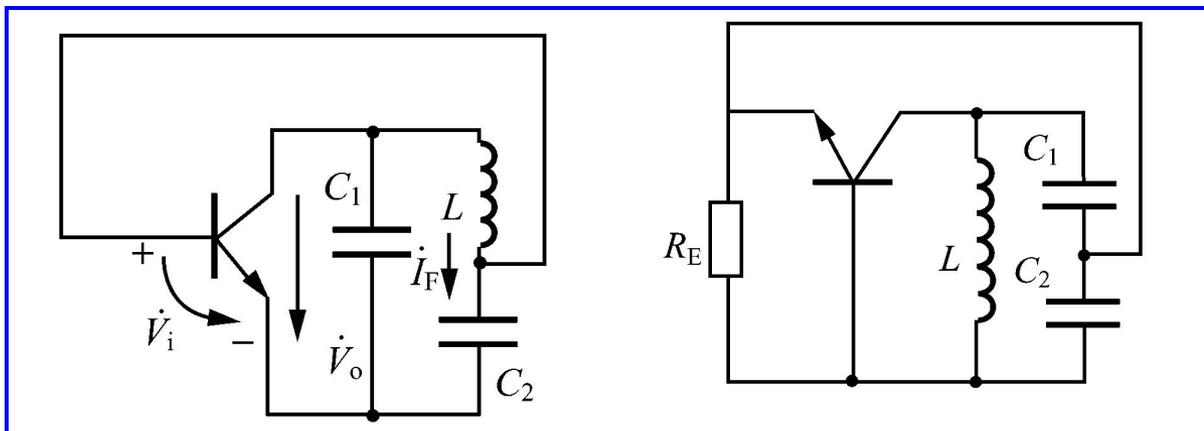
构成三点式振荡器的一般规则

与发射极相联的两个电抗元件必须同性质，而另一个电抗元件为异性。

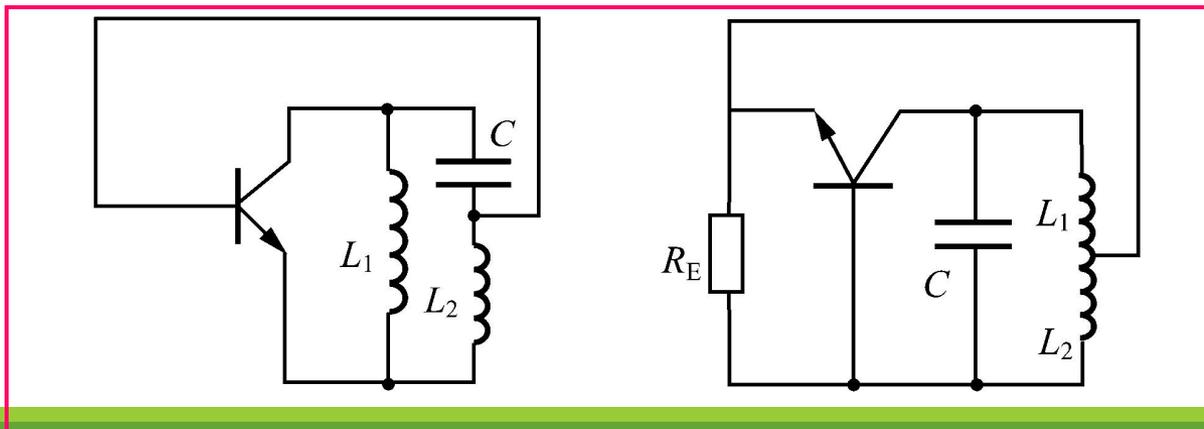


共射组态

共基组态



电容三点式
LC振荡器
Colbitts振荡器



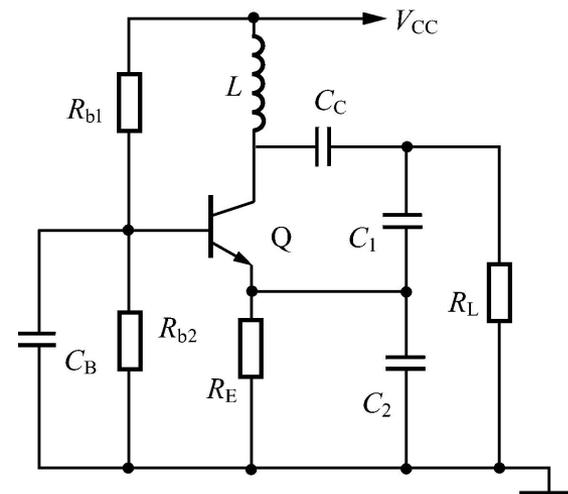
电感三点式
LC振荡器
Hartley振荡器

2. 三点式振荡器性能分析

计算环路增益、分析为满足起振条件对电路参数的要求

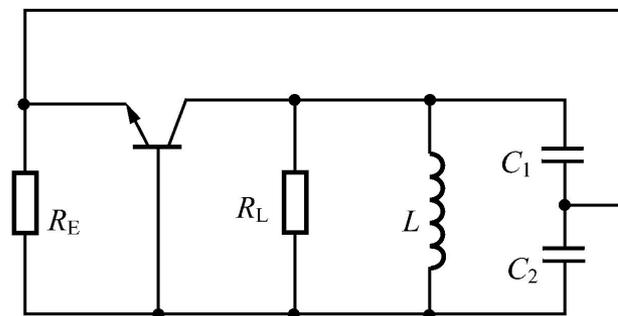
(1) 分析直流偏置

NPN管，电源 V_{CC} 为正，
偏置电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_E ， R_L 为负载
 C_B 交流旁路、 C_C 隔直流。



(2) 画交流通路图

原则：直流电源交流地
大电容交流短路



(3) 代入晶体管交流小信号等效电路

(4) 将环路在 X 断开

并考虑输入阻抗的影响

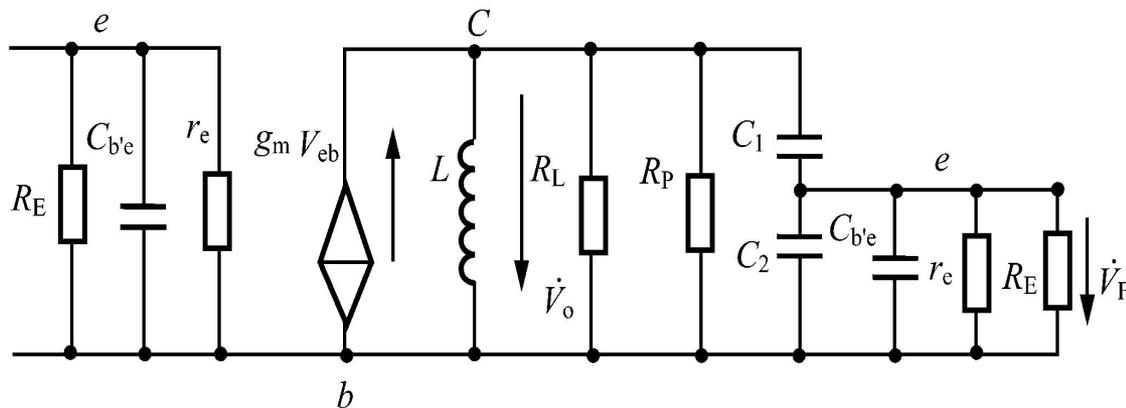
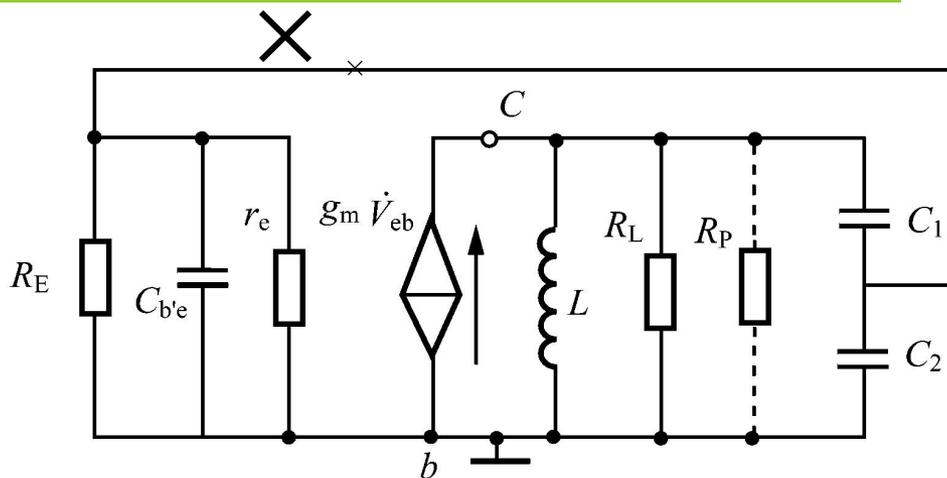
(5) 计算振荡频率

① 振荡频率根据相位平衡

条件得出

② 简化计算，振荡频率近似等于回路中心频率

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C'_2}{C_1 + C'_2}}}$$



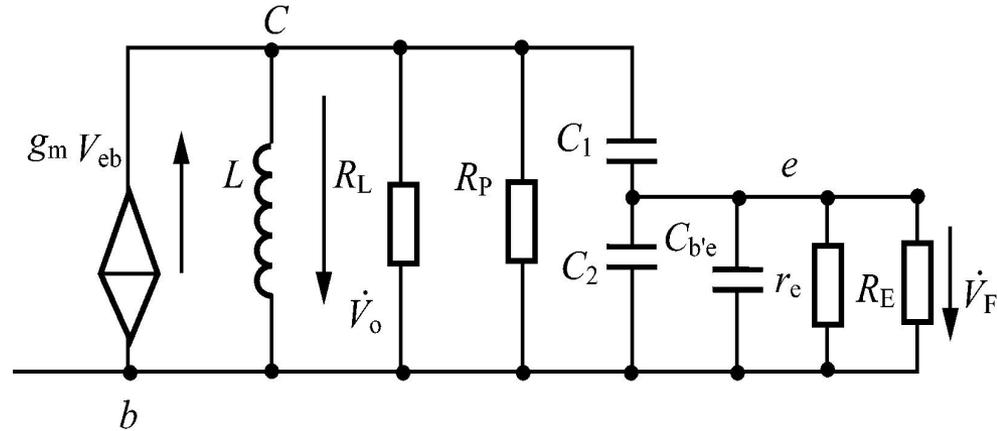
$$C'_2 = C_2 + C_{b'e}$$

(6) 分析振幅起振条件—— $T = AF > 1$

① 计算放大器负载

输入电导 $g_i = \frac{1}{r_e} + \frac{1}{R_E} \approx \frac{1}{r_e} = g_m$

回路接入系数 $P_{eb} = \frac{C_1}{C_1 + C'_2}$



等效输入电导 $g'_i = P_{eb}^2 \times g_i \approx \left(\frac{C_1}{C_1 + C'_2}\right)^2 g_i$ (设部分接入支路为高Q)

放大器负载电导 $g''_L = g'_L + g'_i = g'_L + P_{eb}^2 g_i$ 其中 $g'_L = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_P}$

② 计算放大器增益

$$A = \frac{V_o}{V_{eb}} = \frac{g_m}{g''_L} = \frac{g_m}{g'_L + P_{eb}^2 g_i}$$

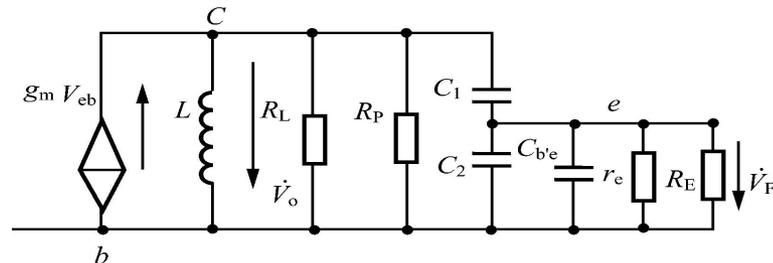
③ 计算反馈系数

$$F = \frac{V_F}{V_o} \approx P_{eb} = \frac{C_1}{C_1 + C'_2}$$

④ 计算环路增益 T

起振条件

$$T(\omega_{osc}) = AF = \frac{g_m}{g'_L + P_{eb}^2 g_i} P_{eb} > 1$$



$$Q_e = \frac{\omega_0 C_\Sigma}{g'_L + P_{eb}^2 g_i}$$

起振条件对电路参数的要求:

提高增益 A

增大 g_m
减小 g'_L g'_i

增大反馈系数

$F \approx P_{eb}$

矛盾:

① 由于 $g_i \approx g_m$, $g_m \uparrow \rightarrow g_i \uparrow \rightarrow Q_e \downarrow$ ——合理选择工作点

② 反馈系数 F 太大

- 由于 $g'_i = P_{eb}^2 \times g_i$ 使增益减小
- 增大接入系数, 使回路 Q 降低

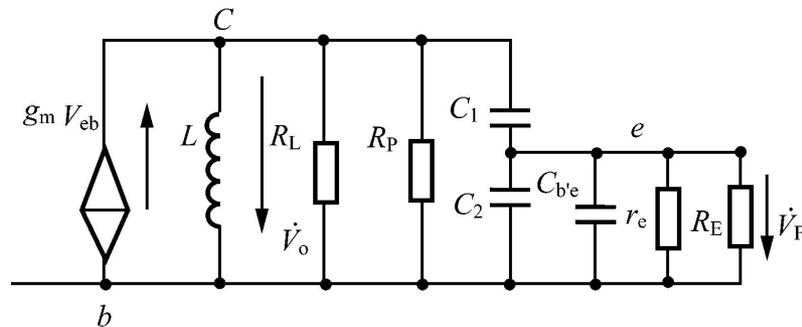
合理选择反馈系数

3. 实际考虑

考虑晶体管各参数及回路损耗的影响

并按照相位平衡条件计算振荡频率

(证明见课本)



回路总电容 $C = \frac{C_1 C'_2}{C_1 + C'_2}$ 回路中心频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

振荡频率
$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{g_i g'_L}{C_1 C'_2}} = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{g_i g'_L}{\omega_0^2 C_1 C'_2}}$$

由于 $\omega_0^2 C_1 C'_2 \gg g_i g'_L$ \longrightarrow $\omega_{osc} \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

振荡频率近似等于回路中心频率

4. 改进型电容三点式振荡器

考虑极间电容后

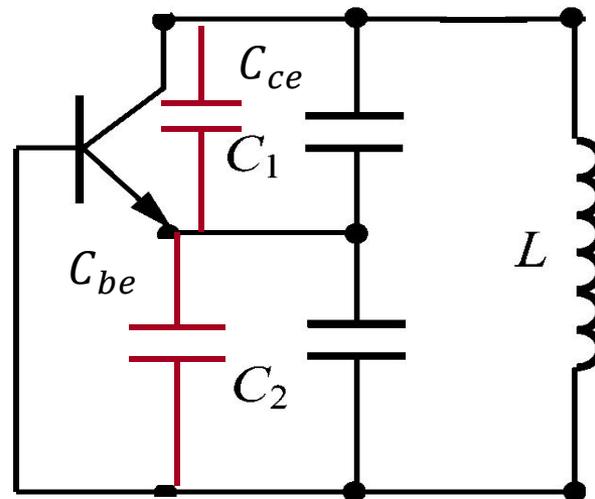
$$C'_1 = C_1 + C_{ce}$$

$$C'_2 = C_2 + C_{be}$$

振荡频率为：

$$\omega'_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C'_1 C'_2}{C'_1 + C'_2}}}$$

$$< \omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$



为提高振荡频率，必须减小 C_1 C_2

问题：

减小 C_1 C_2 ，必然扩大了极间电容对振荡频率的影响

——使频率稳定性变差

改进型电容三点式典型电路——克拉泼振荡器

电路分析：NPN管，电源 V_{CC} 为正，

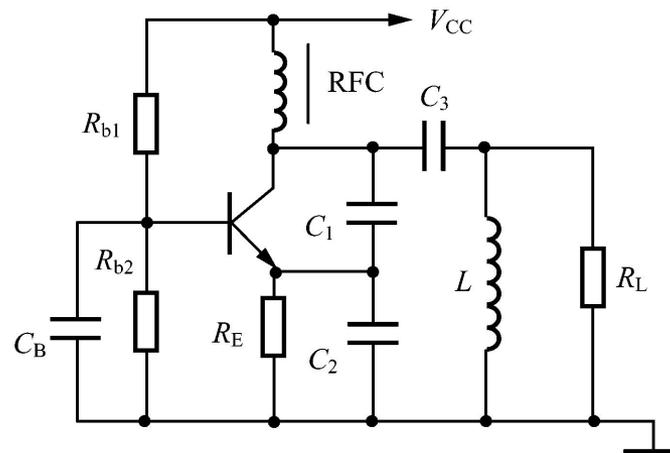
① 直流偏置 R_{b1} 、 R_{b2} 、 R_E ， R_L 负载

② 旁路电容 C_B

③ 高频扼流圈 RFC

④ 选频回路 C_1 、 C_2 、 C_3 、 L

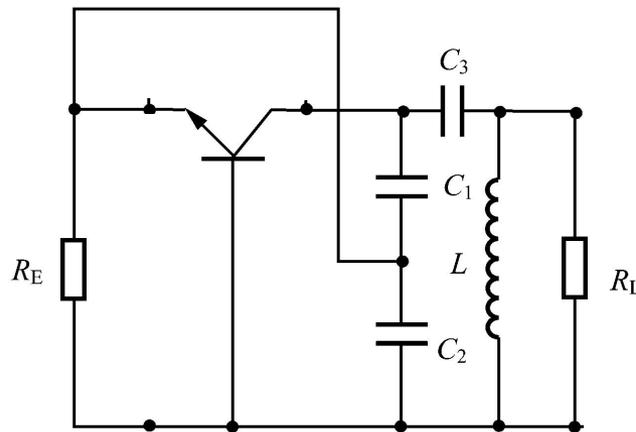
⑤ 改进点——回路中串一小电容 C_3 ，($C_3 \ll C_1$ 、 $C_3 \ll C_2$)



交流通路图

回路总电容 $C_{\Sigma} = C_1 // C_2 // C_3 \approx C_3$

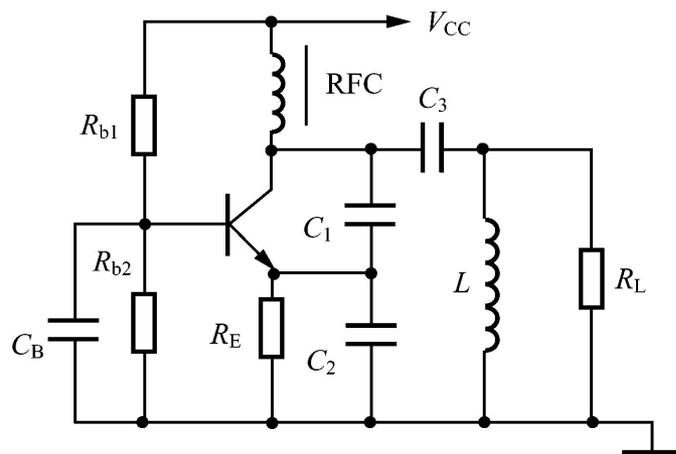
振荡频率 $\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC_3}}$



改进型电容三点式振荡器的优点

① 提高振荡频率

回路总电容为三电容串联，
振荡频率取决于小电容 C_3



② 减小极间电容影响，提高频率稳定性

用增大电容 C_1 、 C_2 来减小极间电容的影响，
但并不降低振荡频率

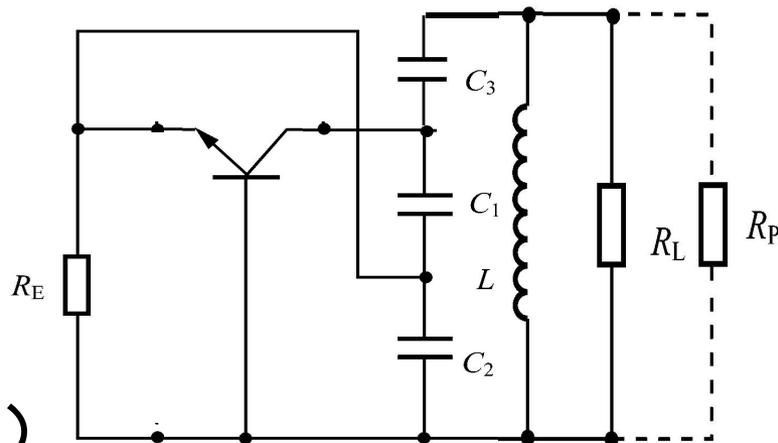
为提高频率而一味减小 C_3 , 会出现什么问题?

回路的总的谐振阻抗 (在电感两端)

$$R'_P = R_P // R_L$$

晶体管 **cb** 对回路的接入系数是

$$P_{cb} = \frac{C_3}{C_{12} + C_3} \quad \left(\text{其中 } C_{12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)$$



共基放大器 **cb** 端的负载为: $R''_P = \left(\frac{C_3}{C_{12} + C_3} \right)^2 R'_P$

C_3 减小 —— 接入系数 P_{cb} 减小 —— 负载 R''_P 减小

——> 放大器的增益 $A = g_m R''_P$ 减小 —— 环路增益 **T** 减小

最后 —— 停振

克拉泼电路改进——西勒电路

目的：有效的调整频率，而不影响环路增益，防止停振

电路特点：

在电感 L 的两端并联一个电容 C_4

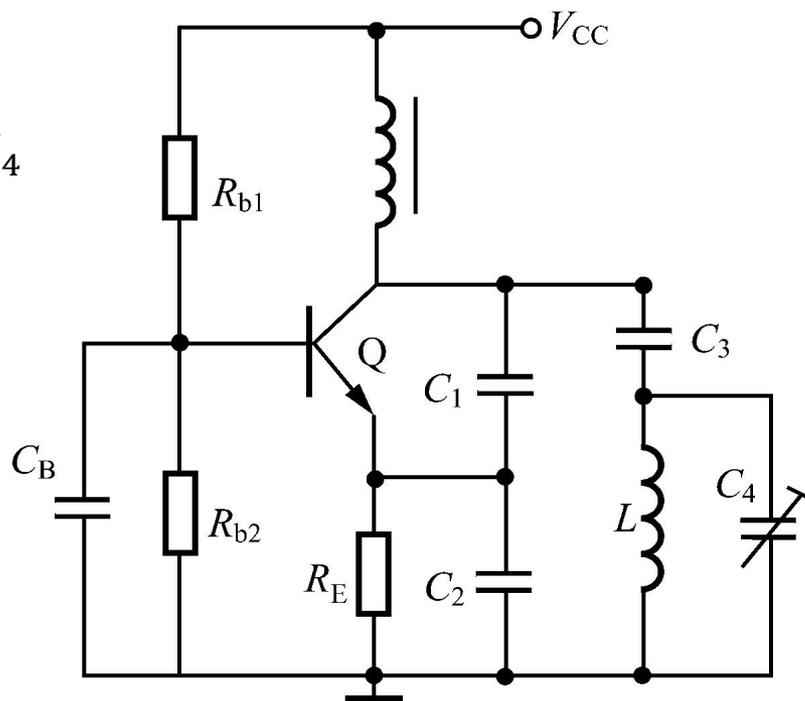
回路的总电容为 $C_{\Sigma} \approx C_3 + C_4$

振荡频率：

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}} = \frac{1}{\sqrt{L(C_3 + C_4)}}$$

调整频率方法：调整 C_4

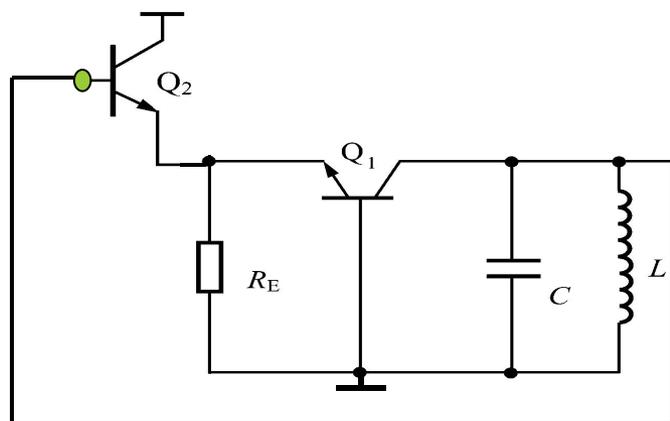
优点：调整 C_4 时，不改变共基放大器输出端的接入系数



9.2.4 负阻 LC 振荡器

思路：采用有源阻抗变换电路构成振荡器

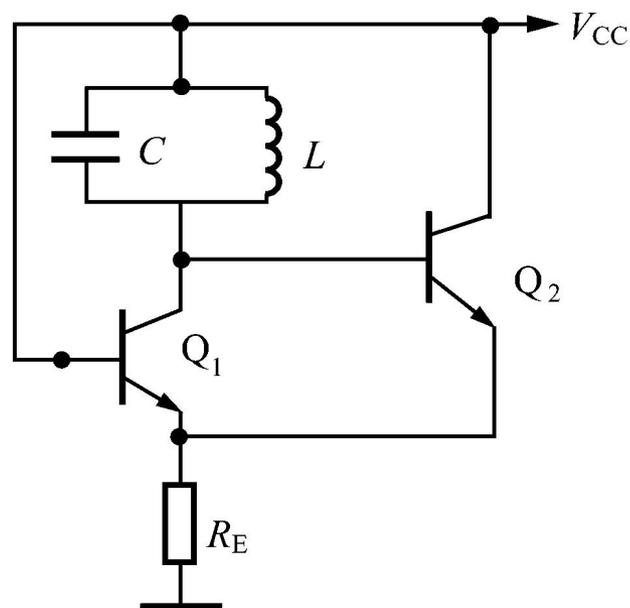
(1) 交流通路图



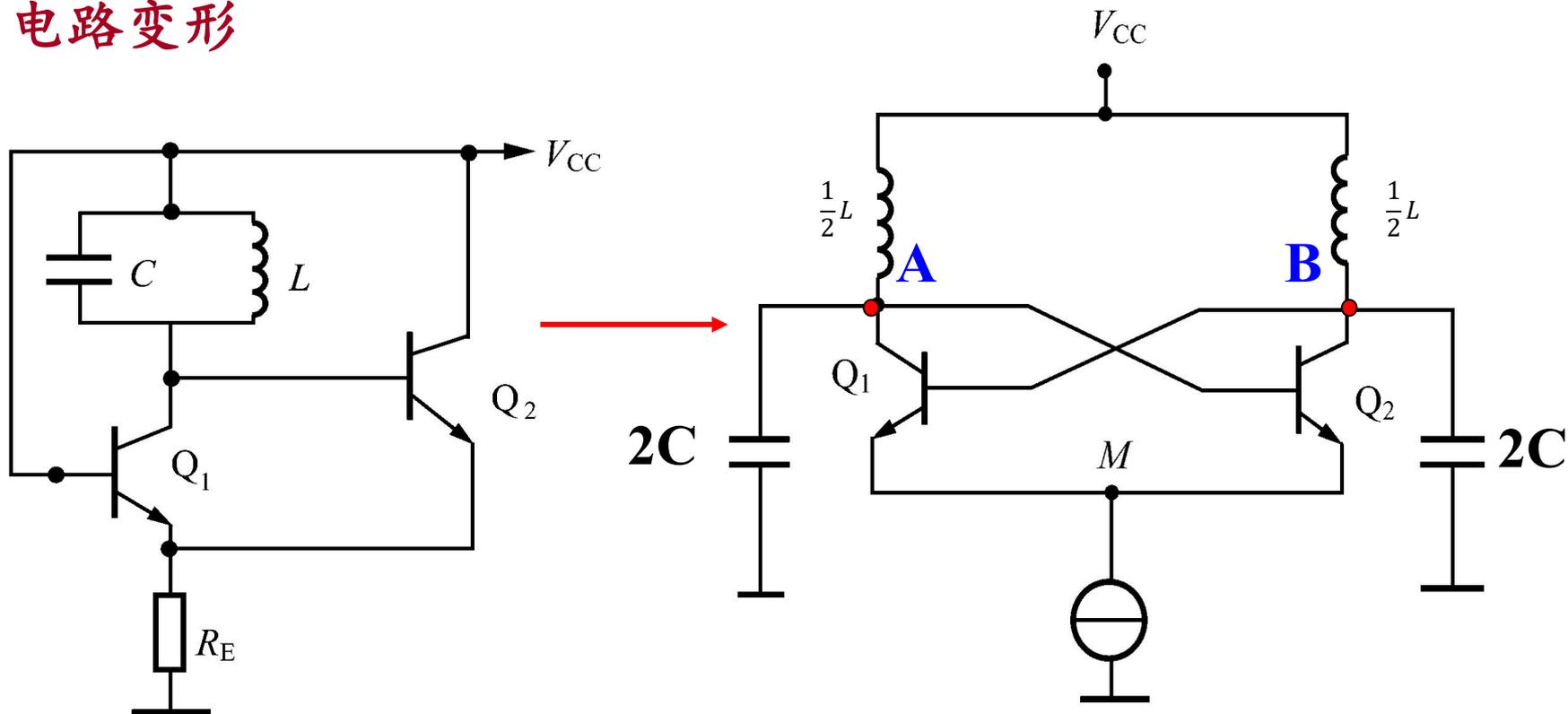
Q_1 共基放大器，
 Q_2 射极跟随器

阻抗变换
正反馈

(2) 添加直流电源



电路变形



负阻LC振荡器结构特点：

LC并联回路（品质因数 Q_0 ）

交叉耦合的晶体管 Q_1 Q_2
构成正反馈

电路分析

1. 分析单端口电路 $Q_1 Q_2$ 的输入阻抗

① 对称——点M是交流地

② 代入晶体管交流小信号等效电路

$$V_{ce1} = V_{be2} \quad , \quad V_{ce2} = V_{be1}$$

$$\dot{V}_{ce1} = -\dot{V}_{ce2}$$

A、B两点的电压幅度对称相等

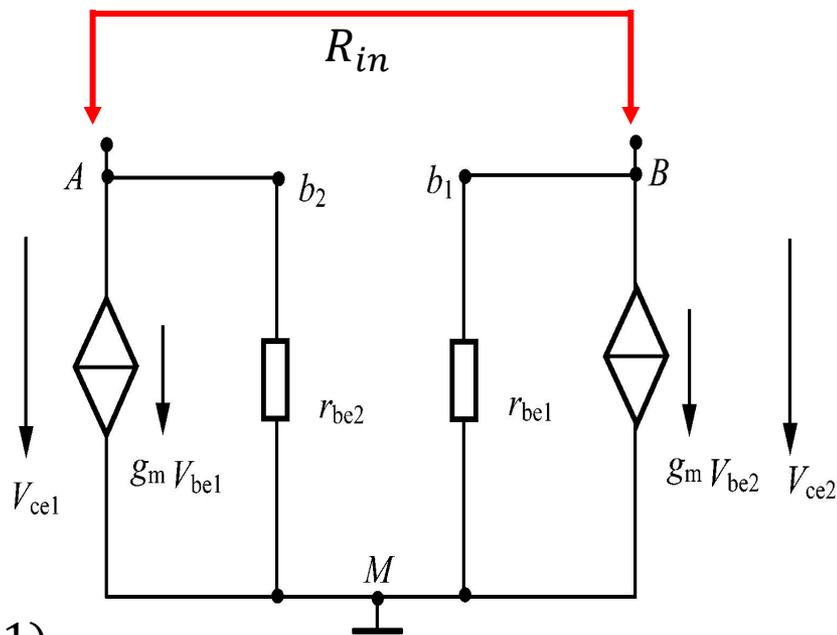
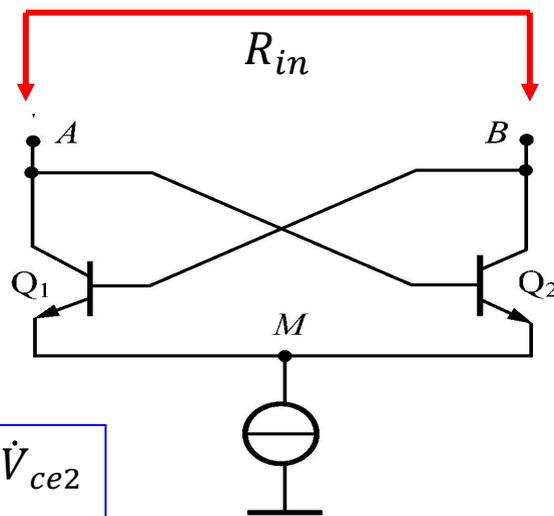
AM间电导

$$G_1 = \frac{g_m v_{be1}}{v_{ce1}} + \frac{1}{r_{be2}} = -g_m + \frac{1}{r_{be2}}$$

电流源增大时， v_{ce1} 是减少的

$$G_1 = \frac{-g_m r_{be2} + 1}{r_{be2}} \approx -g_m$$

($\because g_m r_{b'e} = \beta \gg 1$)

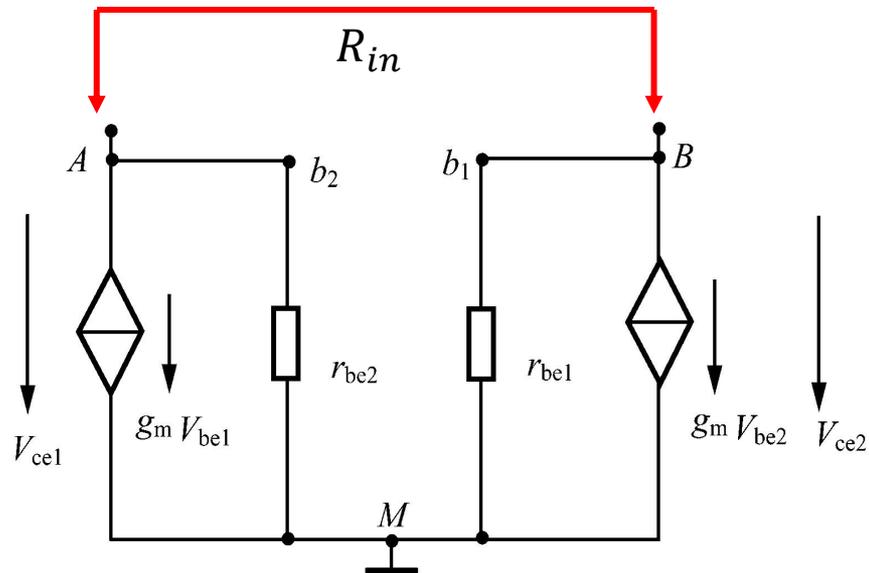
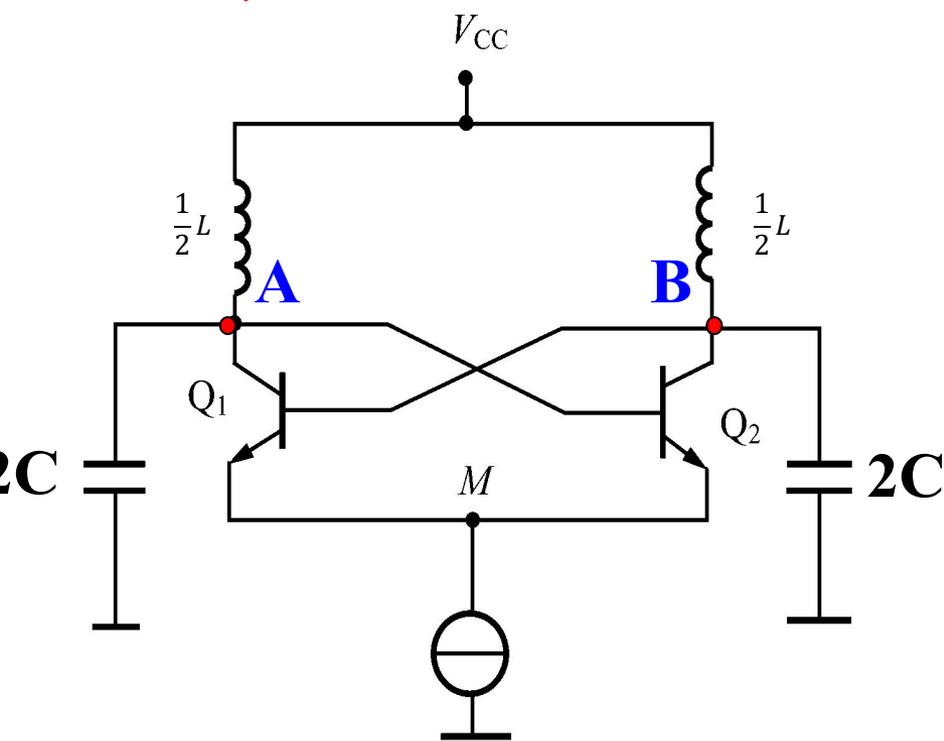


同理，BM间电导 $G_2 \approx -g_m$

端口AB的输入电导：

G_1 串联 G_2 \longrightarrow $R_{in} = \frac{-2}{g_m}$

负电导 —— 提供能量



振荡条件：

负阻 $R_{in} = R_P$ 回路谐振电阻

原因：负阻提供的能量补充了
并联谐振回路的损耗

振荡频率 —— 回路谐振频率

集成场效应管负阻型 LC 振荡器电路

M_1 、 M_2 为振荡管，镜像电流源 M_3 、 M_4 提供直流偏置

回路电感: $L = L_1 + L_2 = 6.4nH$

回路电容 (漏极极间电容等)

$$C_{\Sigma} = 1.2pF$$

谐振频率 $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} = 1.8GHz$

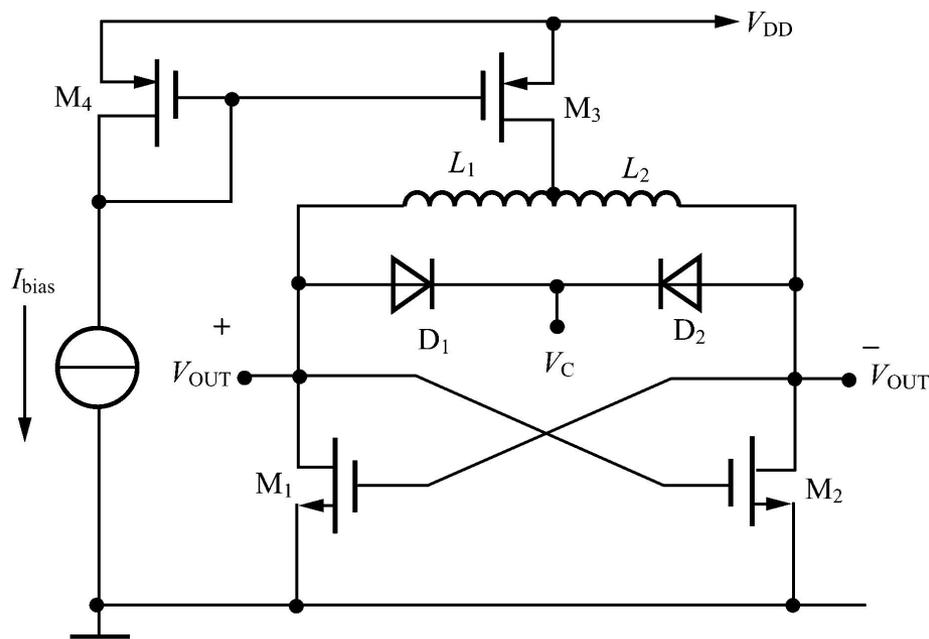
LC回路的串联损耗电阻 $r = 15\Omega$

并联回路的谐振电导

$$G_P = \frac{1}{\rho Q} = r(\omega_0 C_{\Sigma})^2 = 3mS$$

因此, M_1M_2 需提供的总负电导应为: $G_m = \frac{g_m}{2} = G_P$

每只管子的跨导 $g_m = 2 \times 3 = 6ms$ 起振 $g_m > 6ms$



电路优点:

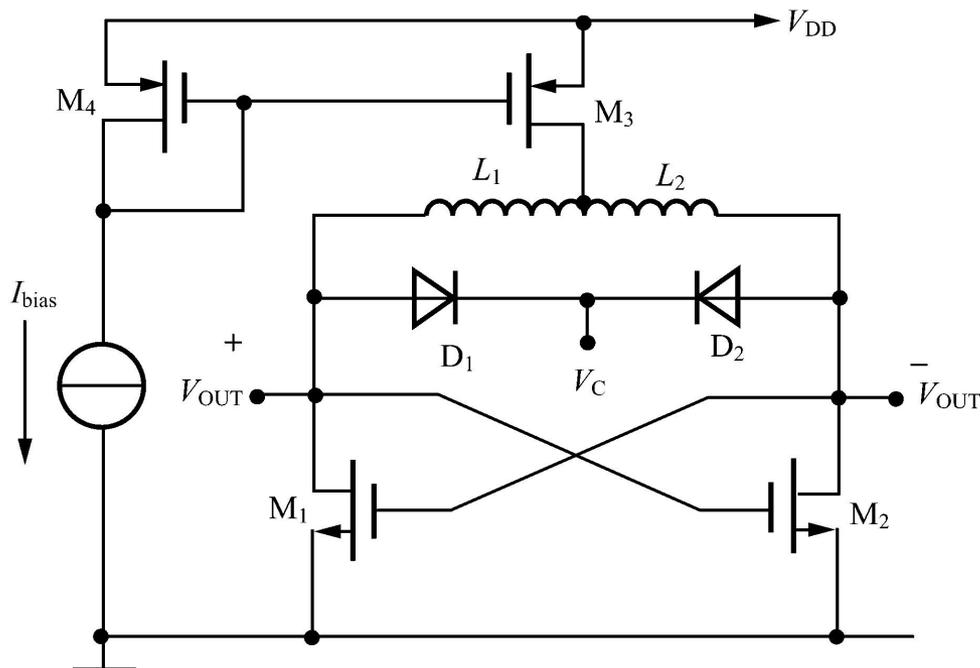
电源电压低

$$V_{DDmin} = V_{DSSat,M3} + V_{GS,M1}$$

功耗极小

振荡频率可调

—— 改变 V_C



参数	测量数值
振荡频率	1.8GHz
调谐范围	14 %
电源电压	1.5V
功耗	6mW
相位噪声 @ 600KHz	-116dBc/Hz

LC 振荡器小结:

1. 常用的三种形式:
- 互感耦合 LC 振荡器
 - 三点式 LC 振荡器
 - 负阻 LC 振荡器

2. 构成三点式振荡器的基本原则是:

与发射极（源极）相联的两个电抗性质相同，第三个电抗为相反性质。

3. LC 振荡器起振时环路增益的计算与小信号放大器的分析完全相同。

4. 振荡器的振荡频率近似等于 LC 回路的中心频率。

9.4 压控振荡器

9.4.1 概述

振荡频率随外加控制电压变化而变化——压控振荡器（VCO）

主要性能指标：

(1) 频率范围 $f_{\max} \sim f_{\min}$

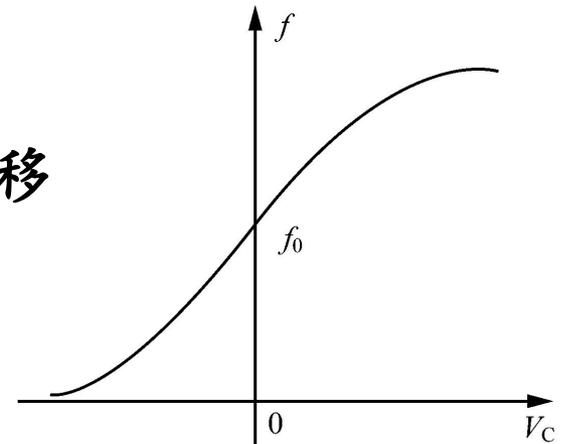
(2) 线性度——对理想线性控制特性的偏移

理想频率受控特性 $f = f_0 + A_0 v$

(3) 压控灵敏度—— A_0 （VCO增益）

单位： $(rad/s)/V$ 或 Hz/V

压控特性曲线



(4) 调制带宽——允许控制电压变化的最大速率

(5) 工作电压——振荡器工作电压和控制电压

(6) 噪声——主要是相位噪声小

构成VCO的一般方法

① LC振荡器——改变回路电抗元件值，实现频率控制

需用压控电抗元件

优点：带有选频回路，频谱较纯，相位噪声较小

② 多谐振荡器——用改变电容充放电电流大小或各级的延迟时间，实现对频率的控制

优点：无调谐回路，易于集成

缺点：频谱纯度不够好

9.4.2 变容二极管压控振荡器

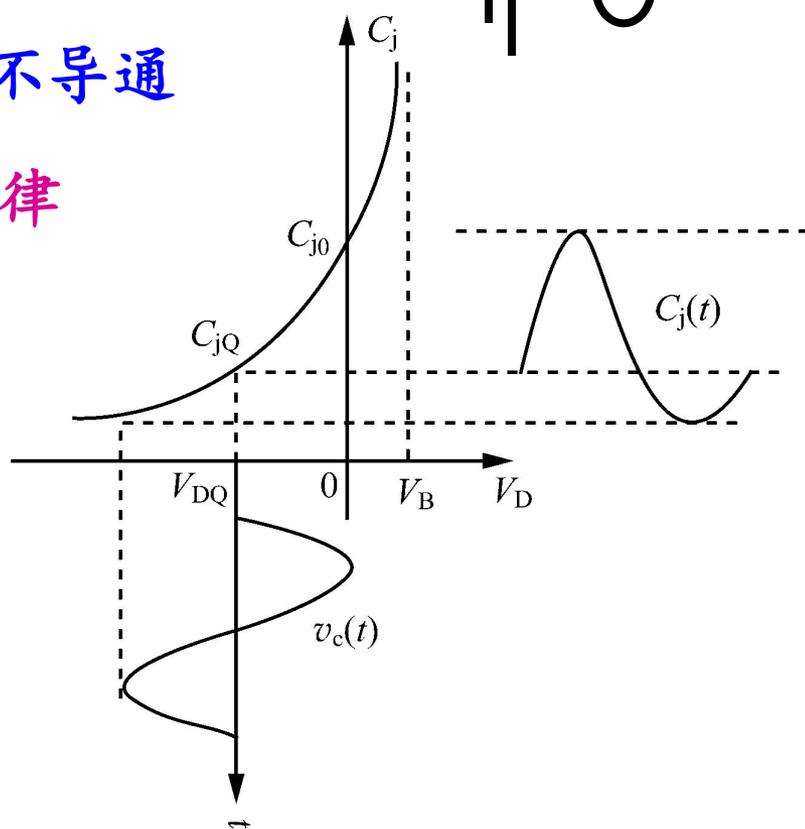
变容二极管——势垒电容随外加电压而变化

工作时的基本要点

① 二极管反向偏置，
外加电压变化时二极管应始终保持不导通

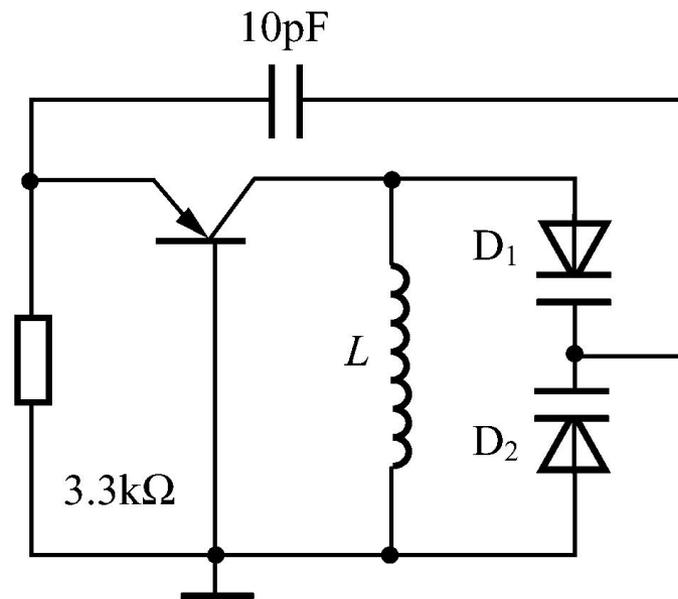
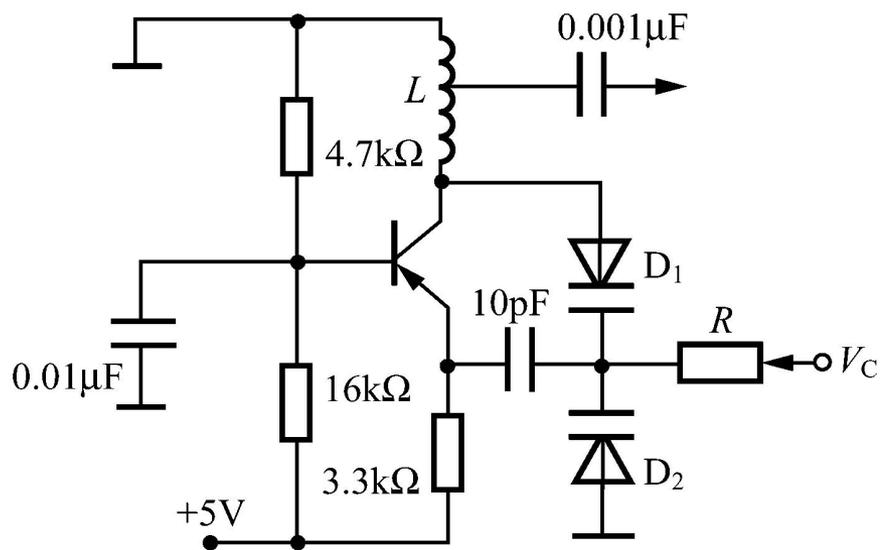
② 结电容 C_j 与外加电压的变化规律

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_D}{V_B}\right)^n} \quad (V_D < 0)$$



变容二极管压控振荡器典型电路举例

交流通路图



电路分析:

PNP管, 电源+5V

偏置电阻: 4.7k, 16k, 3.3k

旁路电容: 0.01μF, 0.001μF

变容二极管控制电压 V_c (正电压)

电路特征:

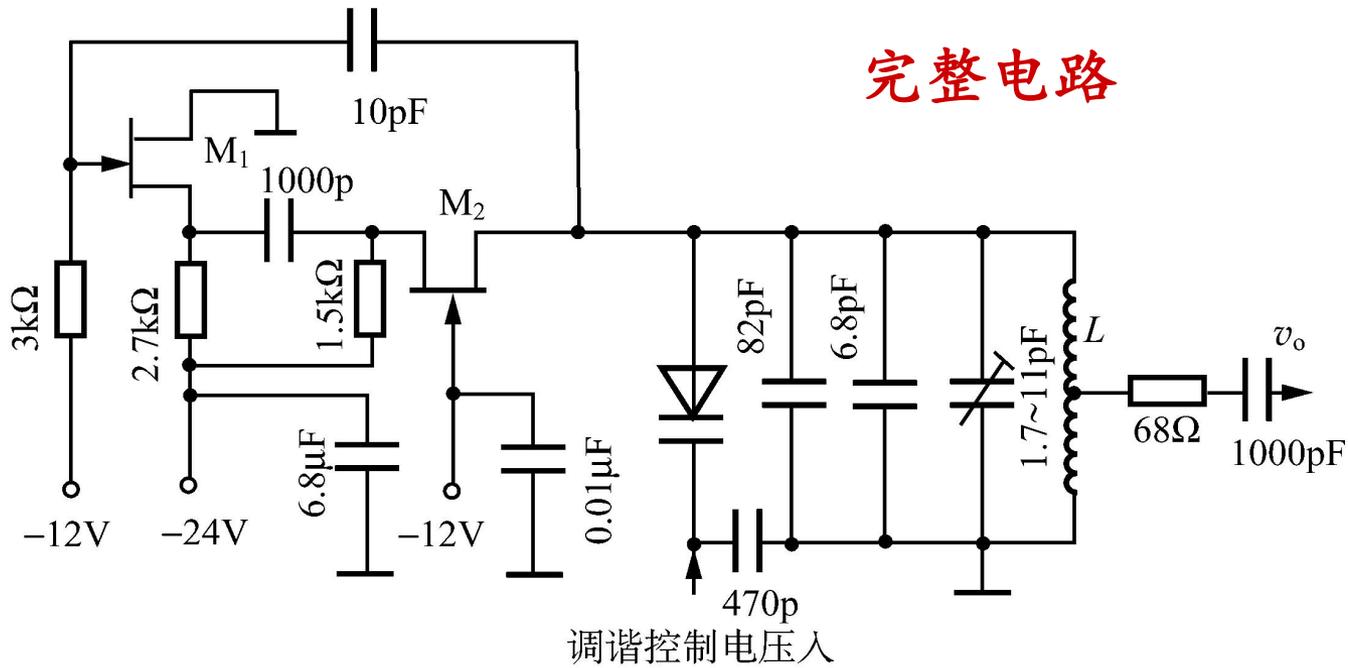
① 晶体管共基组态

② 两只二极管串联

③ 振荡频率由四个

电抗元件共同决定

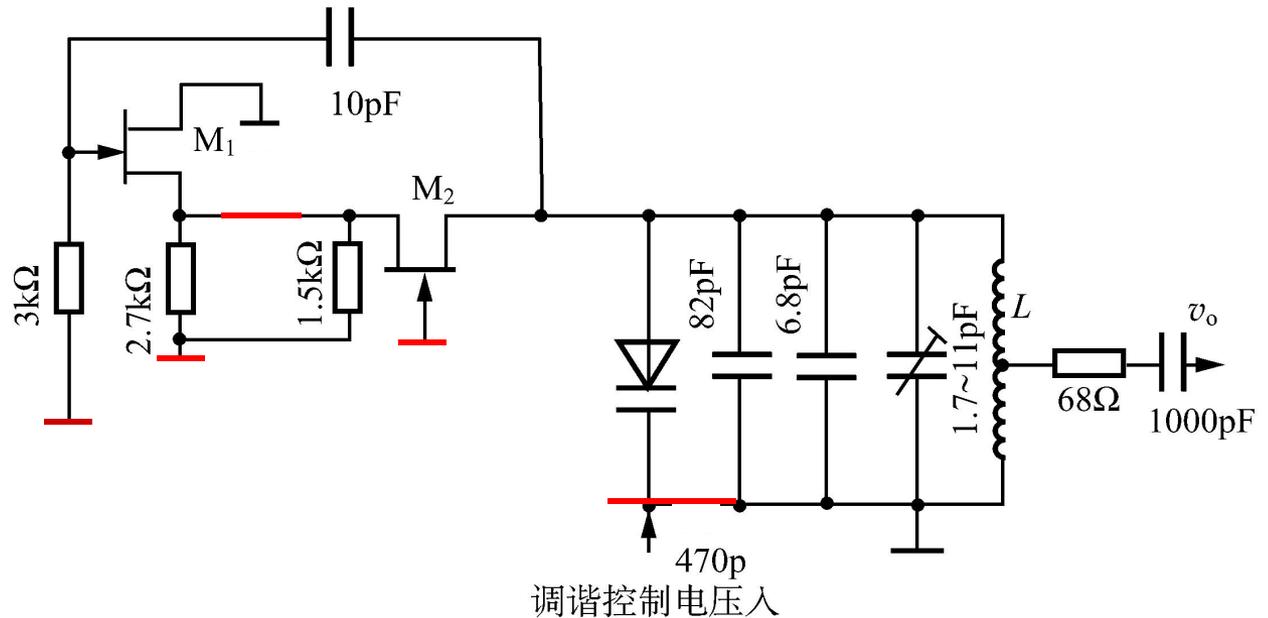
完整电路



交流通路图

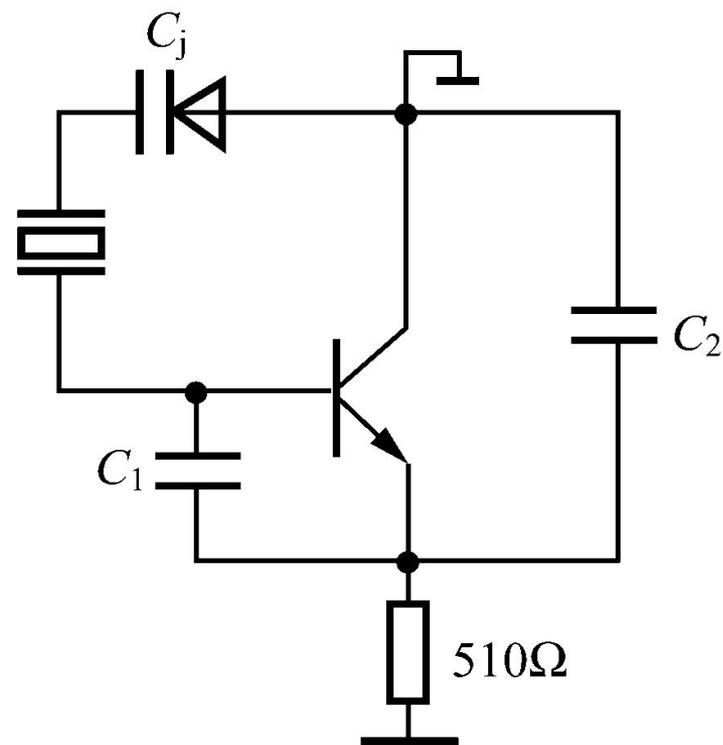
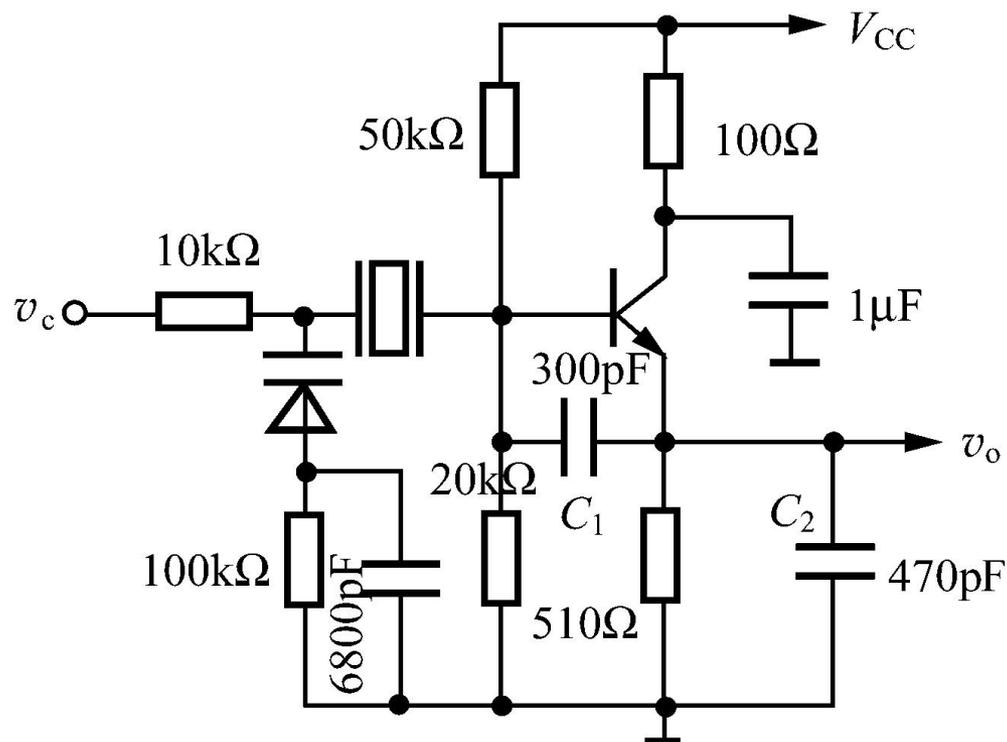
M_1 跟随器

M_2 共栅放大器



石英晶体压控振荡器

交流通路图



电路原理:

- ① 并联型晶体振荡器——晶体呈感性
- ② 晶体的负载电容为: $C_1 // C_2 // C_j$
- ③ 控制电压 v_c 改变 C_j , 从而改变晶体振荡器的频率

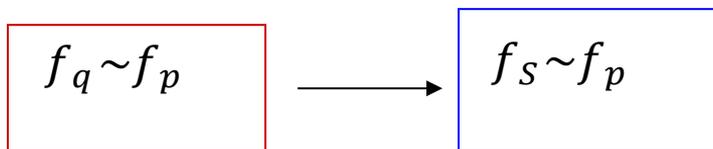
晶体压控振荡器的**压控特点**——可调频率变化范围很小

原因：晶体呈感性的区域 ($f_q \sim f_p$) 很小

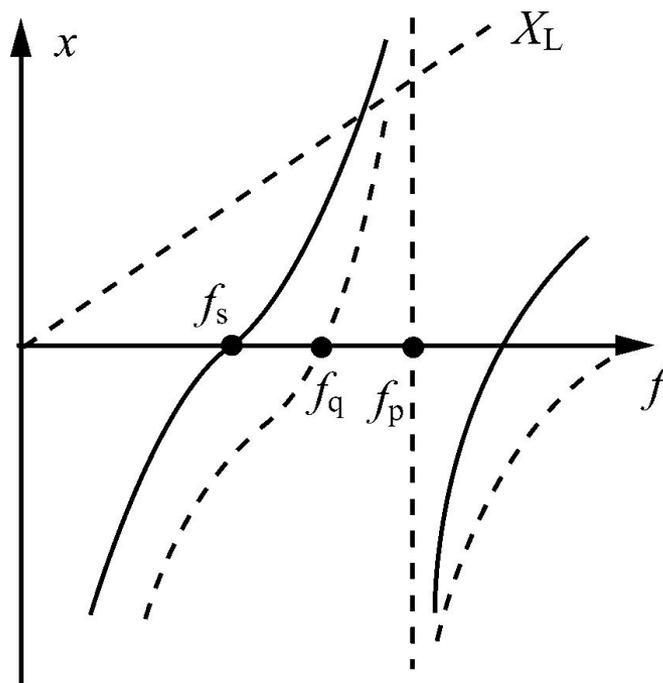
展宽频率范围方法——**串联电感**

结果：

将晶体呈电感的范围从



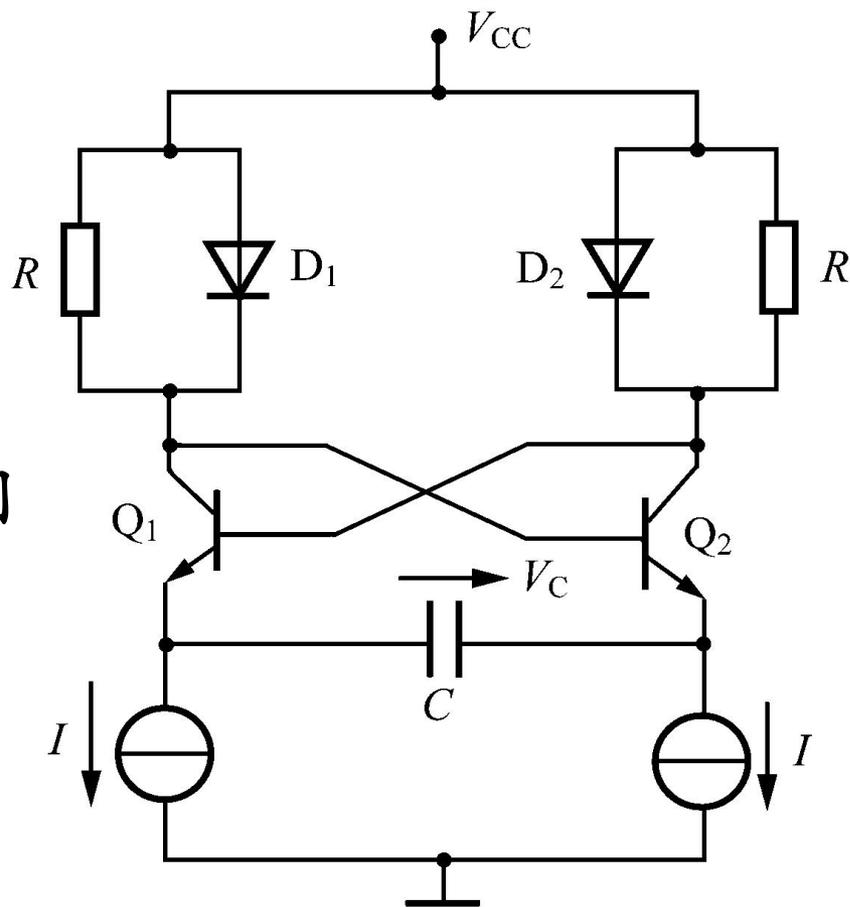
则振荡器的**可调频率范围**也相应展宽。



9.4.3 射极耦合多谐振荡器

电路特点:

- ① 交叉耦合的两个晶体管构成正反馈
- ② 对电容器在两个门限电平之间交替地进行充、放电形成振荡



工作原理: 初始状态: Q_1 导通, Q_2 截止

设: $V_C = 0$, PN结导通电压为 V_{on}

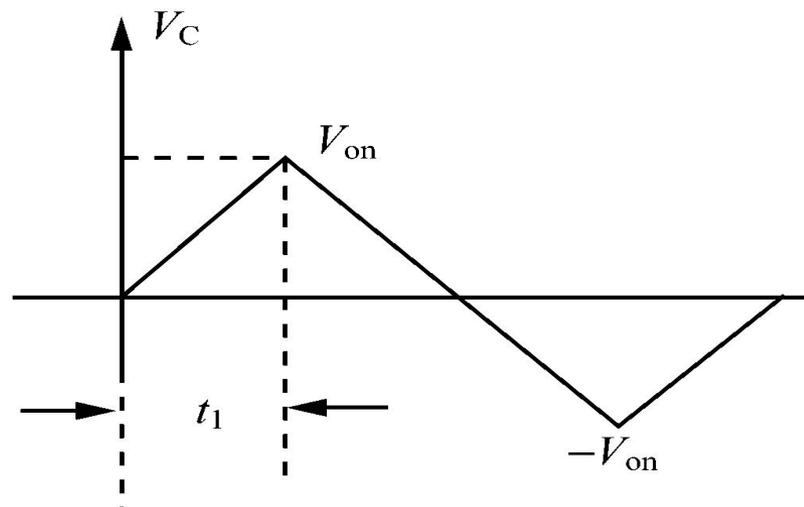
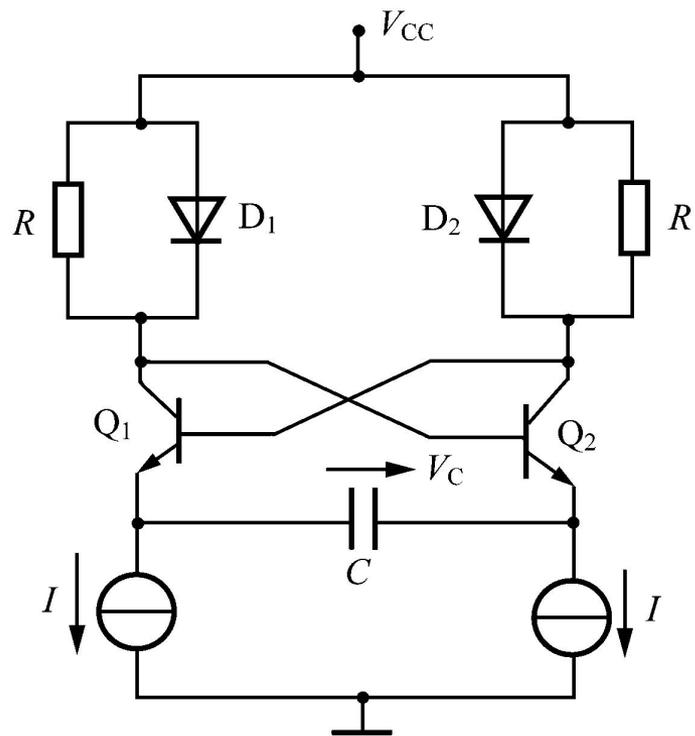
$$Q_1 \left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{c1}}{=} V_{cc} - V_{on} \\ V_{b1} = V_{c2} \\ \underline{=} V_{cc} \\ \boxed{\begin{array}{l} V_{e1} \\ = V_{b1} - V_{on} \\ = V_{cc} - V_{on} \end{array}} \end{array} \right. \quad Q_2 \left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{b2}}{=} V_{cc} - V_{on} \\ \underline{V_{b2} - V_{e2} < V_{on}} \end{array} \right.$$

过程: 电容C 恒流 I 充电,

$$\text{当 } \begin{array}{l} V_C \\ = V_{on} \end{array} \longrightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_{e2} \\ = (V_{cc} - V_{on}) - V_{on} \\ V_{b2} - V_{e2} \\ = V_{on} \end{array} \right.$$

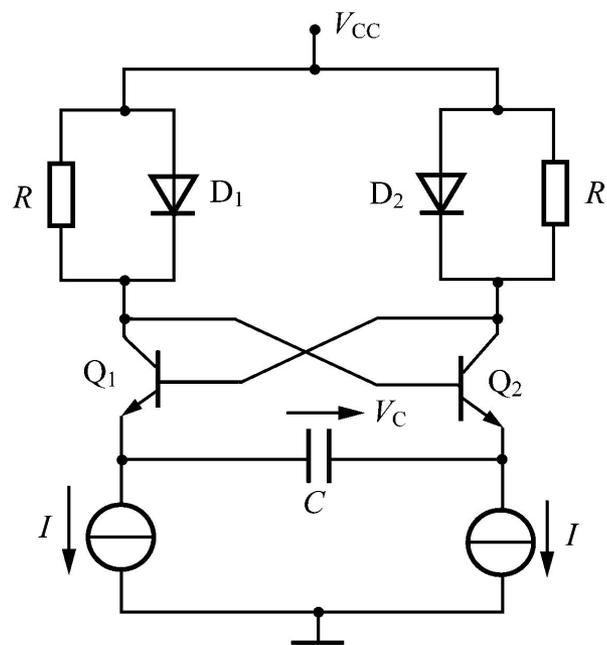
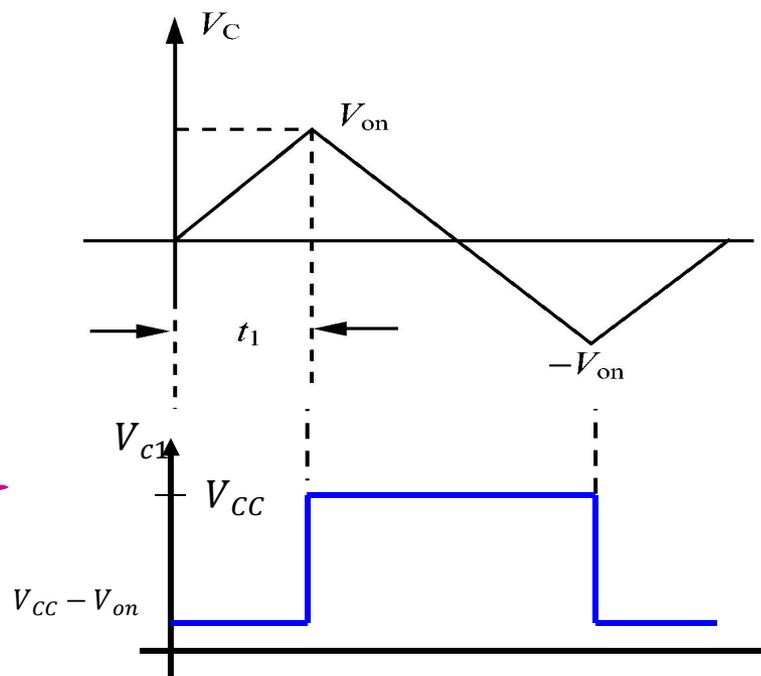
Q_2 导通, Q_1 截止 \longrightarrow

电容C 恒流 I 放电.....



振荡波形

特点：
电路中没有
选频回路，
所以输出不是
正弦波



振荡频率

$$V_{on} = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I dt = \frac{I}{C} t_1 \quad \longrightarrow \quad f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4t_1} = \frac{I}{4CV_{on}}$$

结论：控制充电电流 I 的大小或者改变电容器 C 的大小，
可以控制多谐振荡器频率

集成锁相环 L562 中的压控振荡器实际电路

交叉耦合正反反馈晶体管：

$$Q_{19}Q_{20}、Q_{21}Q_{22}$$

(Q_{19} 、 Q_{22} 为跟随器)

偏置电流源：

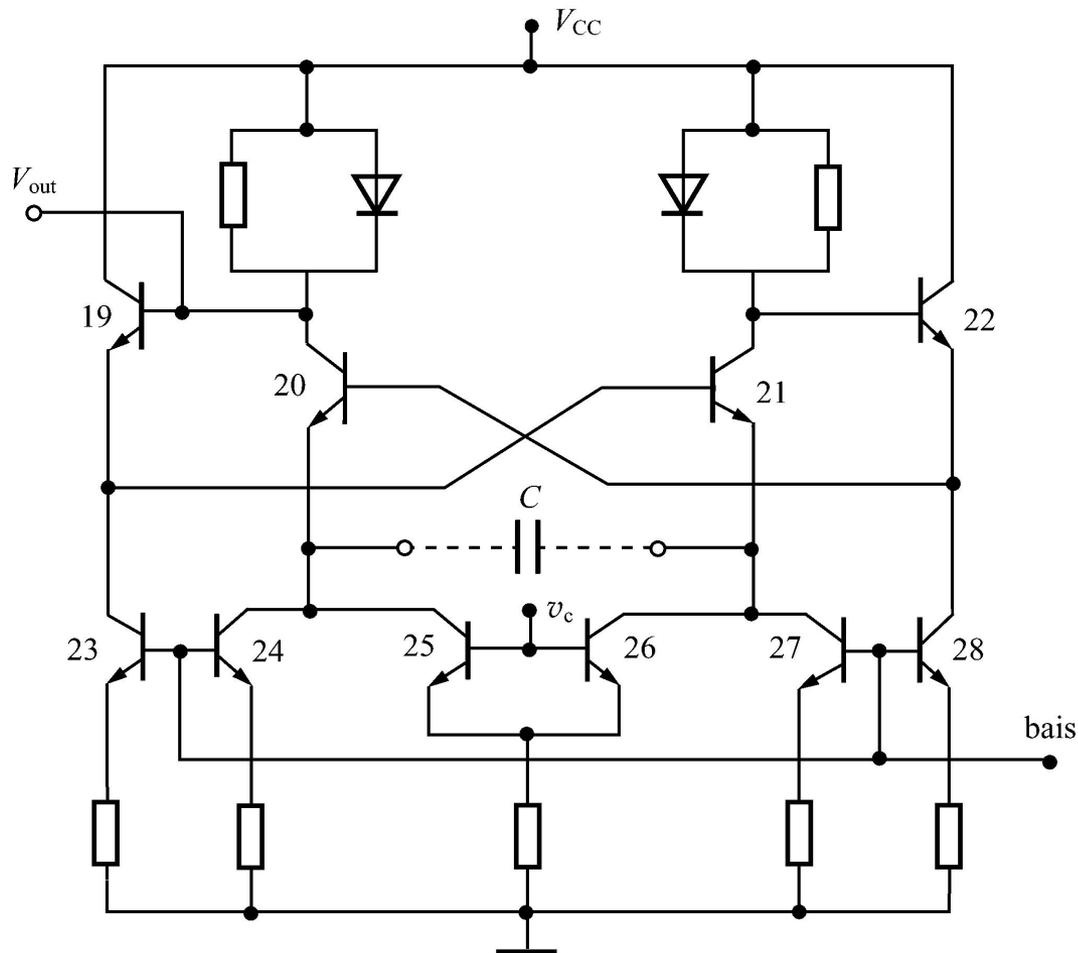
$$Q_{23}Q_{24}Q_{25}、Q_{26}Q_{27}Q_{28}$$

外接电容 C

控制电压 v_c

改变 Q_{25} 、 Q_{26} 的电流

→ 改变振荡频率

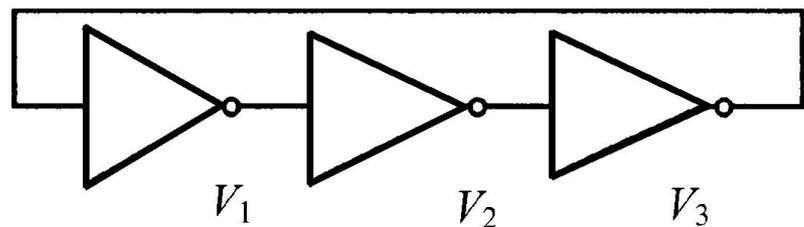


9.4.4 环形振荡器

电路结构特点:

用奇数个CMOS反相器构成

工作原理: $\left\{ \begin{array}{l} \text{开环增益足够大} \\ \text{反相器输出相对于输入有时延} \end{array} \right.$

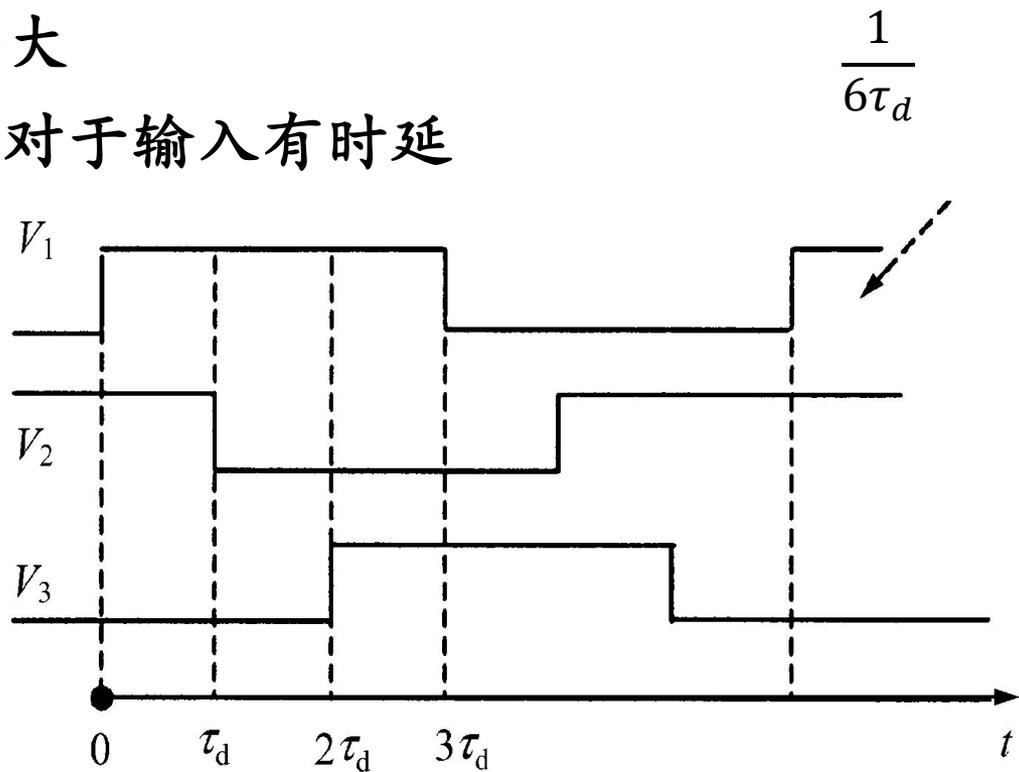


振荡频率

由每级反相器的延迟时间和

反相器的级数 n 决定

$$f_{osc} = \frac{1}{2n\tau_d}$$



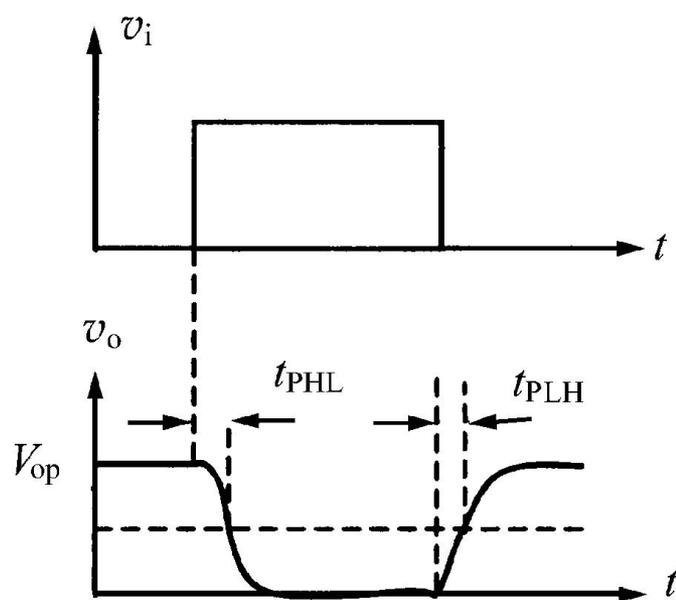
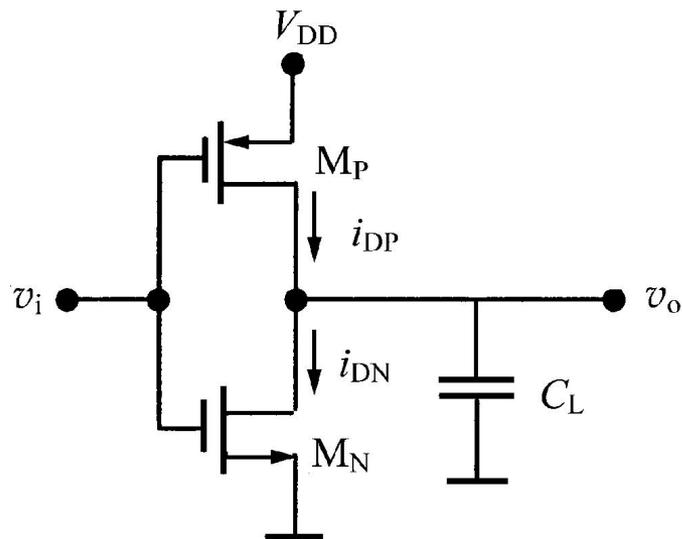
如何实现压控？

CMOS反相器的负载电容

→ 输出相对于输入的延迟

延迟时间取决于

- 电流 i_D
- 电压幅度 V_{op}
- 负载电容 C_L



三级环形压控振荡的原理电路

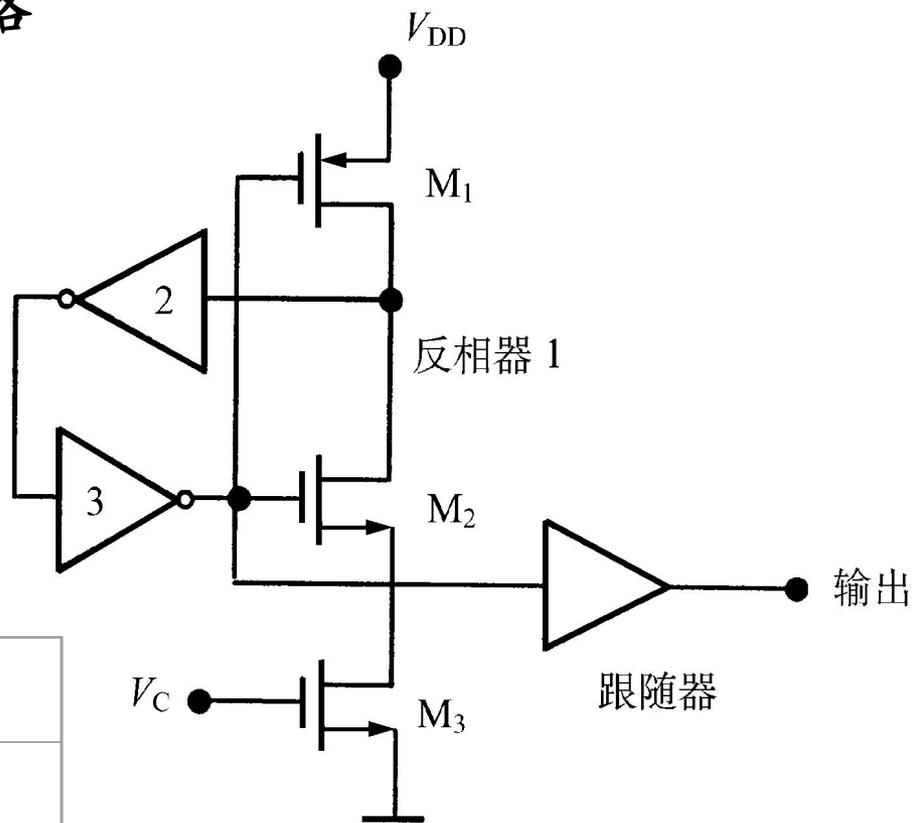
改变 M_3 的栅极电压 \longrightarrow

改变 M_3 的电流 \longrightarrow

改变反相器 M_1 、 M_2 的电流 \longrightarrow

改变了反相器的延迟时间 \longrightarrow

改变了振荡频率



参数	测量值
调谐范围	320—926MHz
电源电压	5V
功耗	9.4mW
相位噪声 @100KHz	-80dBc/Hz

环形振荡器**优点**——**集成度高**

缺点：频谱纯度不高——因为**无LC**选频回路

工作频率受到器件延迟时间的**限制**

设计高速、低功耗、低噪声的环形振荡器**要遵循的原则**：

- ★ 环形振荡器的**级数**尽可能少。
- ★ 选择能以最大速度工作的**电路结构**
- ★ 不用外部电抗元件，而**只用不可避免的电路寄生参数**。
- ★ **降低电路的复杂性**以使寄生电容尽量小。

提高环形振荡器工作频率改进电路举例

波形特点:

在任何一个相邻的
延迟时间 τ_d 内,

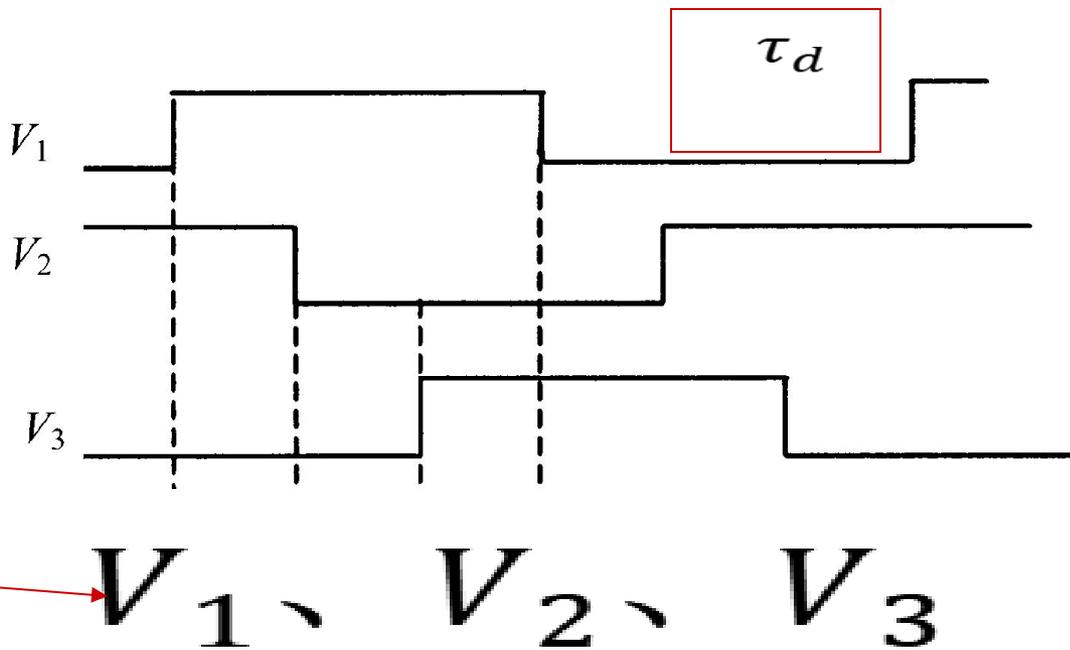
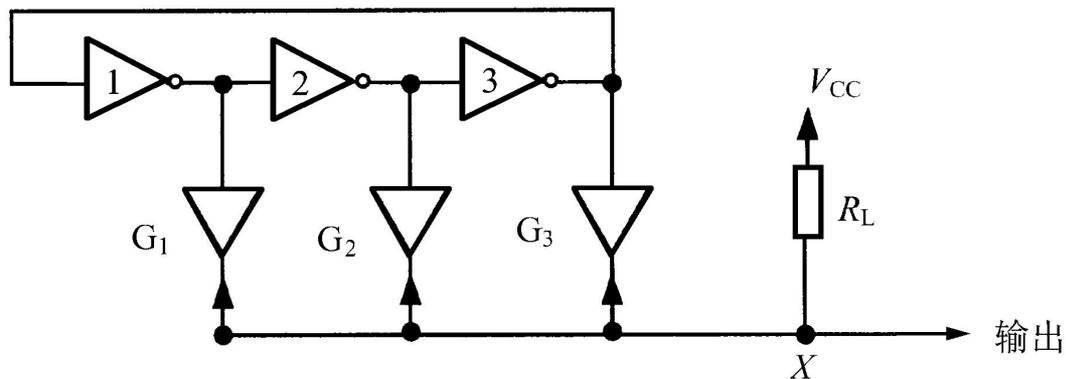
输出电位 } 两低一高
 V_1, V_2, V_3 } 两高一低

采用三个跨导型放大器

将电压 \rightarrow 电流

三个电流在点X相加

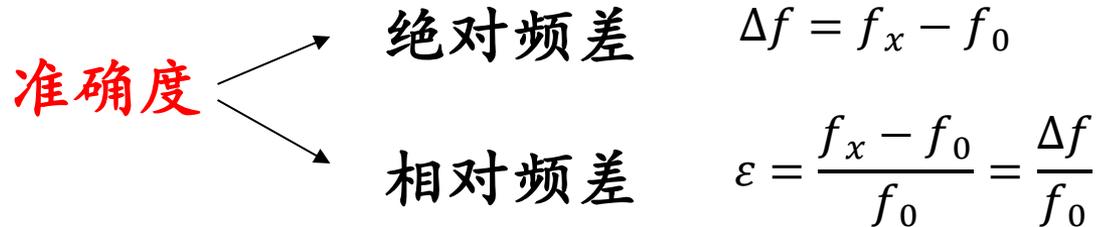
$$f = \frac{1}{2\tau_d}$$



9.5 振荡器的频率稳定度

9.5.1 概述

振荡器主要指标：**频率准确度**和**稳定度**



稳定度——在一定的时间间隔内，频率准确度的变化

长期频率稳定度

短期（瞬时）频率稳定度

影响长期频率稳定度因素：

- 元件老化、元件参数的慢变化
- 振荡器所处环境条件变化

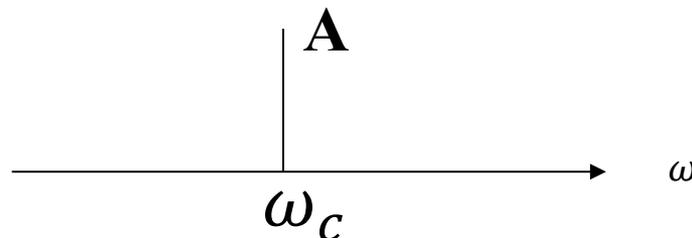
(如**温度**，**电源电压**，**磁场**，**负载**等外界因素)

影响短期频率稳定度因素——电路中各种**随机噪声**

研究短期频率稳定度也就是研究振荡器的相位噪声

理想正弦波振荡器的输出信号为：

$$v(t) = A \cos \omega_c t$$



实际正弦波振荡器的输出信号为：

$$v(t) = A(1 + a(t)) \cos(\omega_c t + \phi_n(t))$$

幅度调制

相位调制

为什么？

- ① 电路存在固有噪声
- ② 振荡器是非线性电路

振荡器从起振 \longrightarrow 平衡, $AF > 1 \longrightarrow AF = 1$, 自限幅功能,
可抑制幅度调制产生的幅度噪声

$$v(t) = A \cos(\omega_c t + \phi_n(t))$$

电路噪声——相位调制——相位噪声——对频率的影响如何？

频率是相位的微分 \longrightarrow

振荡频率 $f(t)$ 在平均值上下随机起伏

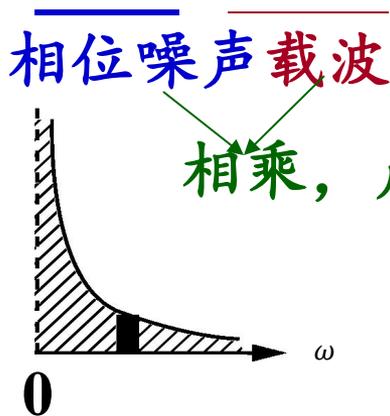
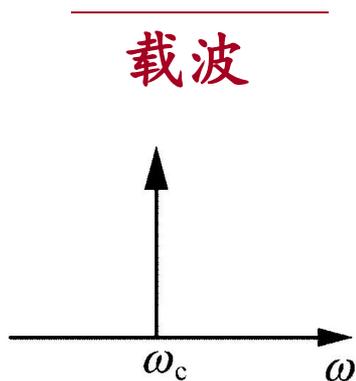
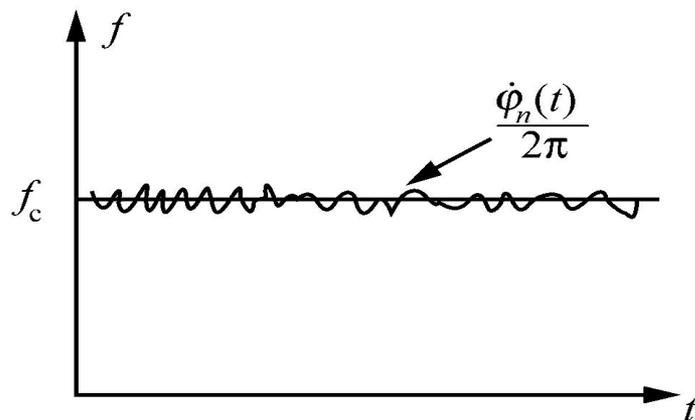
振荡器的频谱如何？

当 $\phi_n(t) \ll 1\text{rad}$ 时：

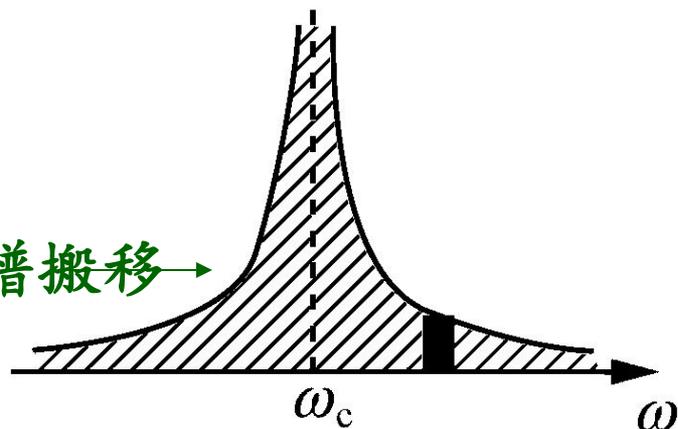
$$v(t) = A\cos(\omega_c t + \phi_n(t))$$

$$v(t) = A\cos\omega_c t \cos\phi_n(t) - A\sin\phi_n(t)\sin\omega_c t$$

$$\approx A\cos\omega_c t - A\phi_n(t)\sin\omega_c t$$



相乘，产生频谱搬移 \longrightarrow

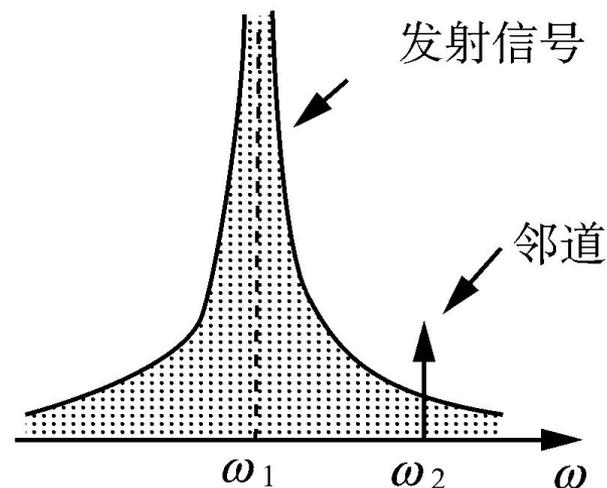
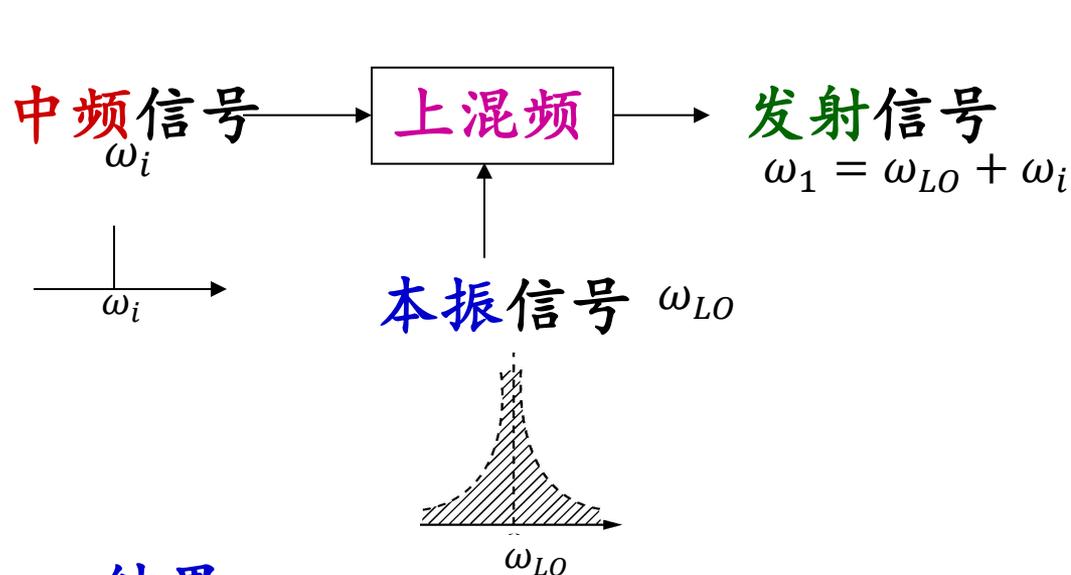


带相位噪声的振荡器输出频谱

9.5.2 相位噪声的影响

振荡器在通信机中的用途——接收机、发射机的本振源

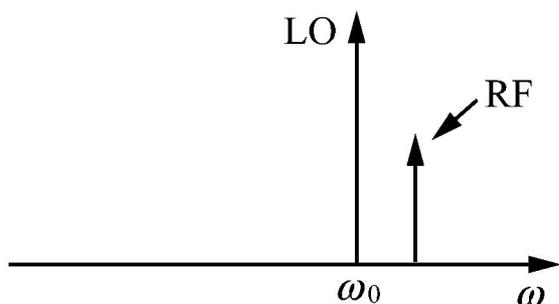
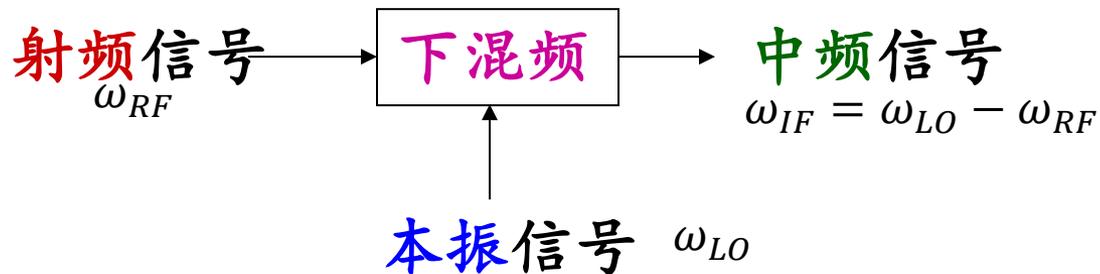
发射机：



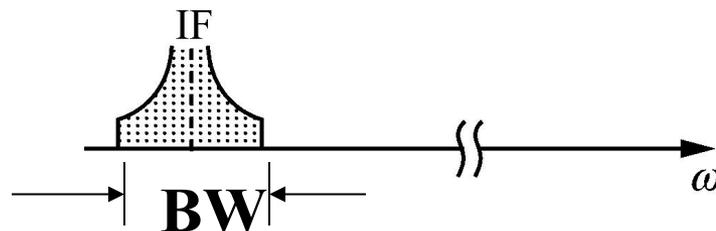
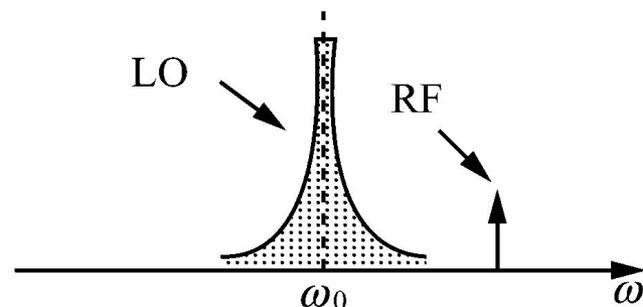
结果：

上混频器将本振噪声转移到了发射频带内，
发射信号不纯的频谱对邻道信号产生干扰。

接收机:



无本振噪声

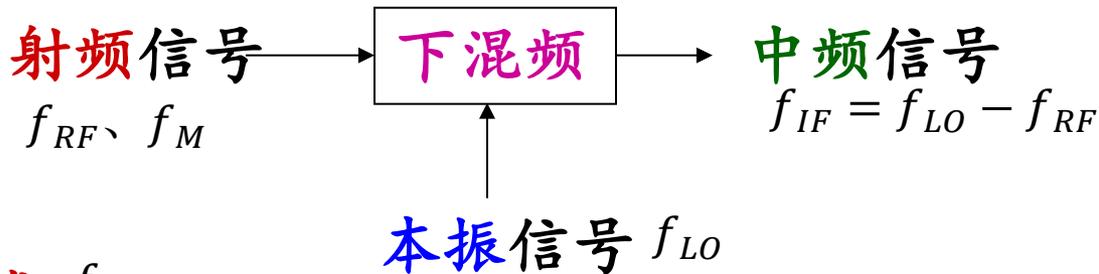


有本振噪声

① 下混频器将本振噪声转移到了中频段，降低了信噪比

② 倒易混频

现象:



若射频输入伴有强干扰 f_M

只要本振纯, 且 $f_{LO} - f_M \neq f_{IF}$

f_M 就不会对中频产生干扰

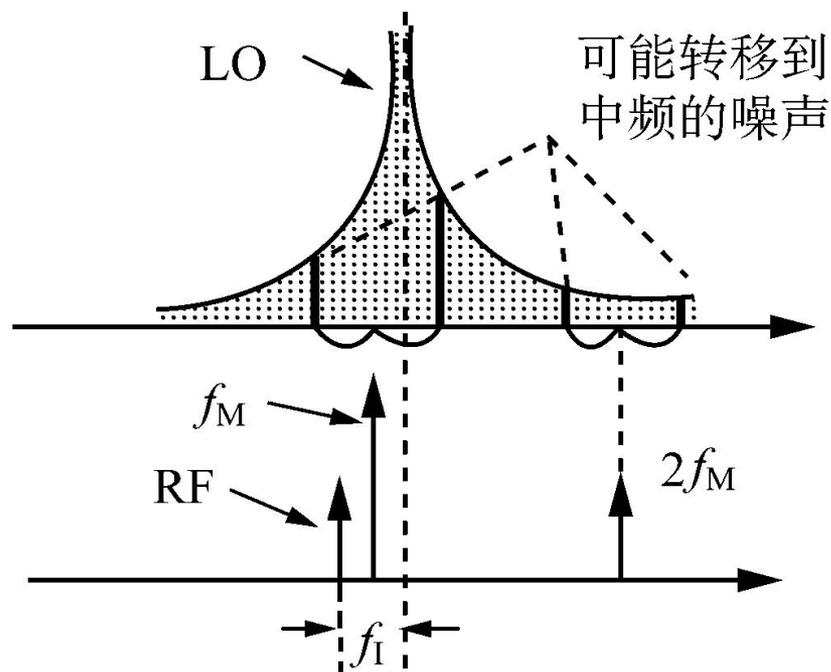
但当本振有噪声时 →

结果:

本振噪声与强干扰

进行倒易混频变成中频

——降低中频信噪比

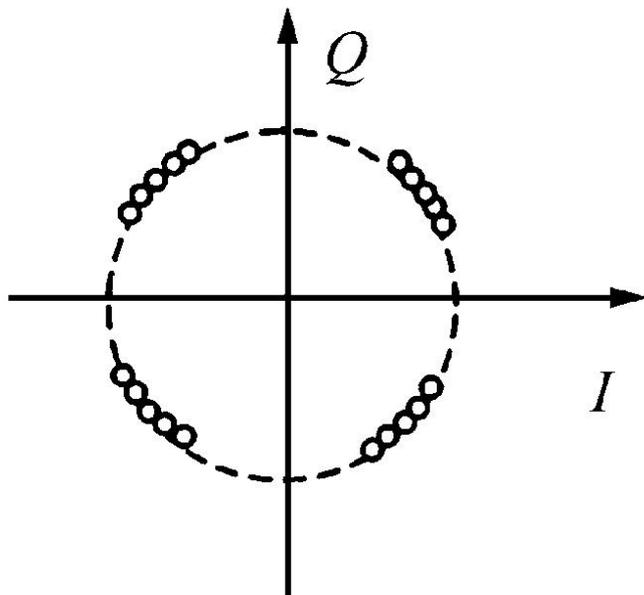


本振噪声干扰数字通信

对信息是包含在载波的**相位中的调制**，如：QPSK

带有相位噪声的本振信号对载波进行下混频后

中频信号的相位受到了干扰——**增大了误码率**



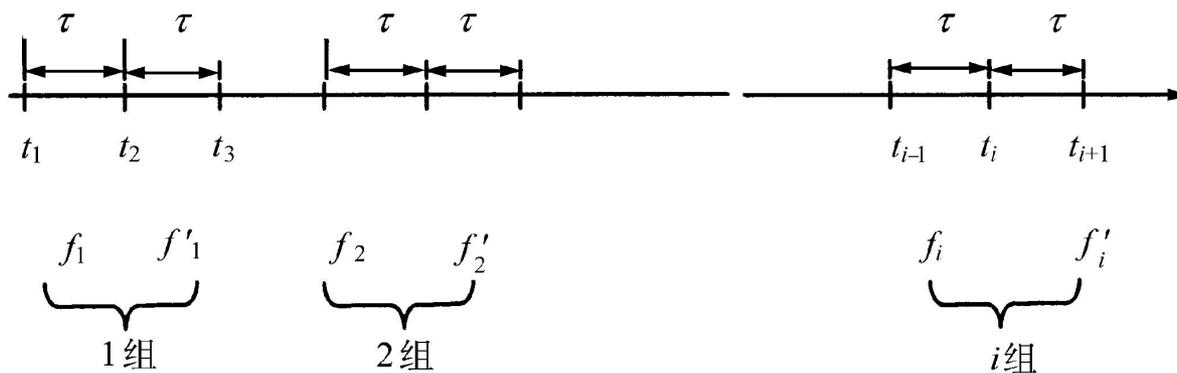
相位噪声对QPSK星座图的干扰

9.5.3 频率稳定度的表示方法

短期频率稳定度有两种表征法

- 频域——单边相位噪声功率
- 时域——阿伦方差

阿伦方差的具体测量方法



$$\Delta f_1 = f_1 - f'_1$$

$$\Delta f_2 = f_2 - f'_2, \dots$$

$$\Delta f_{N-1} = f_n - f'_n$$

阿伦方差定义:

$$\sigma(\tau) = \frac{1}{f_0} \sqrt{\frac{(\Delta f_1)^2 + (\Delta f_2)^2 + \dots + (\Delta f_n)^2}{2N}}$$

短期频率稳定度频域表示——用单边 (SSB) 相位噪声

单边相位噪声定义:

偏离载频 f_c 一定量 Δf 处,

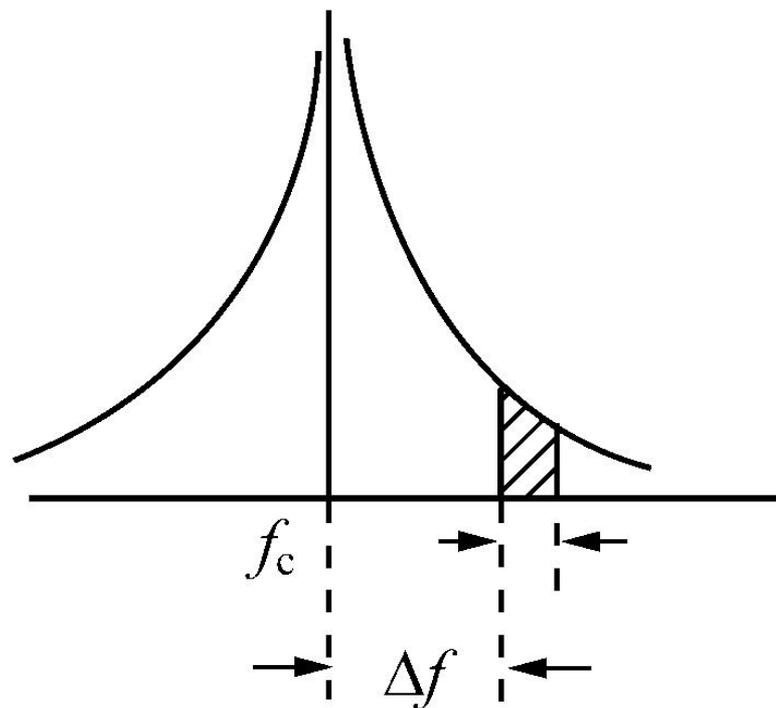
单位频带内噪声功率 P_{SSB} 相对于平均载波功率 P_C 的 dB 数

$$L(\Delta f) = 10 \log \frac{P_{SSB}}{P_C}$$

单位——dBc/Hz

dBc——相对于载波功率大小

$$10 \log \frac{P}{\text{标准信号功率}}$$



单边相位噪声计算举例

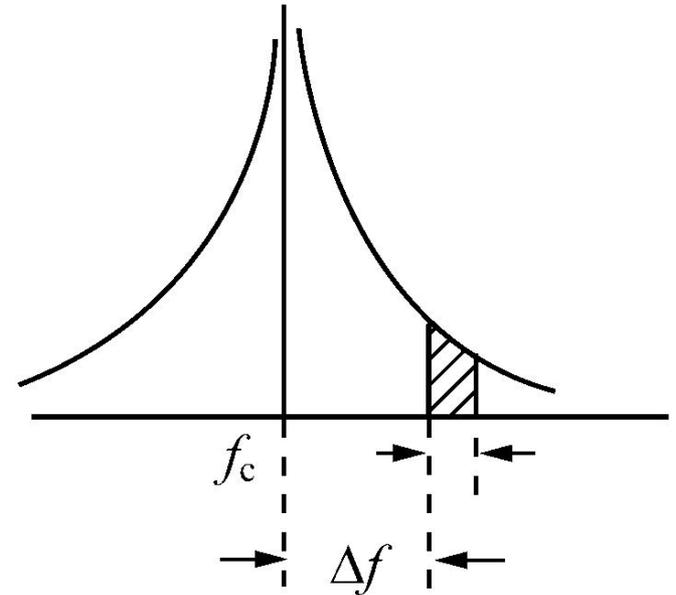
测得载波功率： $P_C = -2\text{dBm}$

偏离载频 $\Delta f = 1\text{MHz}$ 处，

在带宽 1kHz 内的

噪声功率： $P'_{SSB} = -70\text{dBm}$

求： $L(\Delta f) = 10\log \frac{P_{SSB}}{P_C}$



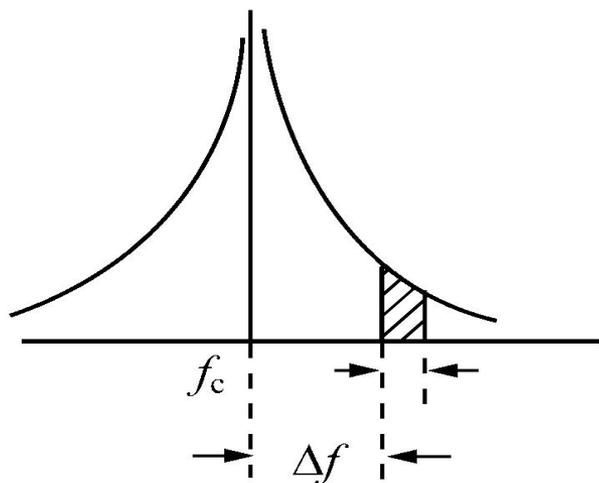
解：单位频带内的单边噪声功率为：

$$\frac{P'_{SSB}}{1\text{kHz}} \rightarrow 10\log \frac{P'_{SSB}}{1\text{kHz}} = P'_{SSB}(\text{dBm}) - 10\log 10^3$$

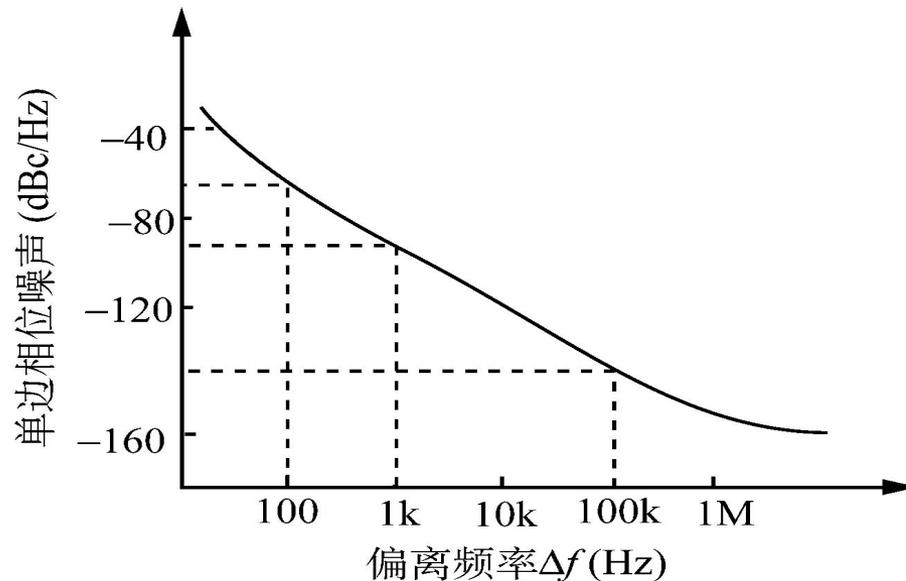
$$-70\text{dBm} - 30\text{dB} = -100\text{dBm/Hz}$$

则 $L(\Delta f) = -100\text{dBm/Hz} - (-2)\text{dBm} = -98\text{dBc/Hz}$

某振荡器工作在 1.0GHz 处的单边相位噪声功率



振荡器频谱



单边相位噪声功率谱

小结:

提高频率稳定度, 减少相位噪声的最有效办法——
提高选频回路的 Q 值

其次——减小由于非线性器件的作用,
使幅度噪声向相位噪声的转换。

End !