电子电路与系统基础II

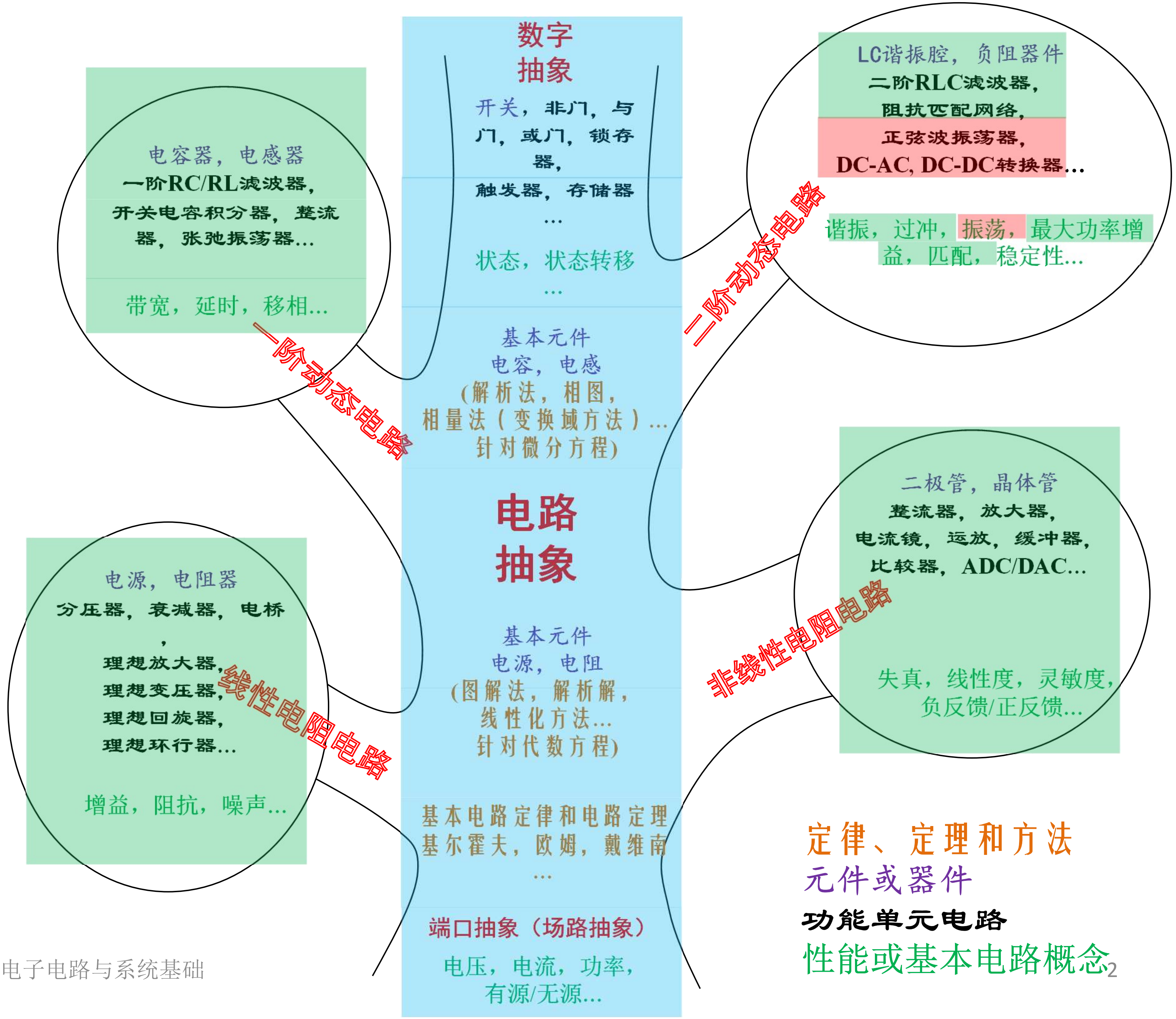
理论课第13讲　LC正弦波振荡器2

（准线性分析，正反馈振荡原理）

李国林

清华大学电子工程系

一条主干 四个分支



数字抽象
开关，非门，与门，或门，锁存器，
触发器，存储器
…
状态，状态转移
…
基本元件
电容，电感
(解析法，相图，
相量法（变换域方法）…
针对微分方程)
电路抽象
基本元件
电源，电阻
(图解法，解析解，
线性化方法…
针对代数方程)
基本电路定律和电路定理
基尔霍夫，欧姆，戴维南
…
端口抽象（场路抽象）
电压，电流，功率，
有源/无源…
电容器，电感器
一阶RC/RL滤波器，
开关电容积分器，整流器，张弛振荡器…
带宽，延时，移相…
一阶动态电路
电源，电阻器
分压器，衰减器，电桥
，
理想放大器，
理想变压器，
理想回旋器，
理想环行器…
增益，阻抗，噪声…
线性电阻电路
LC谐振腔，负阻器件
二阶RLC滤波器，
阻抗匹配网络，
正弦波振荡器，
DC-AC, DC-DC转换器…
谐振，过冲，振荡，最大功率增益，匹配，稳定性…
二阶动态电路
二极管，晶体管
整流器，放大器，
电流镜，运放，缓冲器，
比较器，ADC/DAC…
失真，线性度，灵敏度，
负反馈/正反馈…
非线性电阻电路
定律、定理和方法
元件或器件
功能单元电路
性能或基本电路概念

LC正弦波振荡器2　大纲

- 正弦振荡的准线性分析
  - 负阻正弦振荡的准线性分析例
  - 正弦振荡和张弛振荡的比较

- 正反馈振荡原理
  - 正反馈原理
    - 起振条件，平衡条件，稳定条件
  - 分析例
    - 文氏电桥
    - **RC**移相
    - 互感耦合
    - 电容三点式
      - 考毕兹电容三点式

1.1 正弦波振荡器是高阶非线性动态系统

- 要形成正弦波振荡，则需两种能量形式的相互转换，因而系统至少是二阶的
  - 如**LC**谐振腔，电感磁能和电容电能的相互转换
    - 无阻尼正弦振荡对应两个纯虚数特征根，需要两个积分器：二阶电路
- 要形成正弦波振荡，则需要等效负阻提供能量，补偿系统的能量损耗，而负阻是非线性的
  - 不存在可提供无限能量的线性负阻，只存在提供有限能量的非线性负阻，如**N**型负阻或**S**型负阻
  - 振荡幅度因而不会无限增加，而是稳定在一个平衡点上
- 正弦波振荡器是一个不低于二阶的高阶非线性动态系统
  - 系统分析时，系统方程至少是二阶非线性微分方程，一般而言没有简单的解析解，大多需要数值仿真
    - 数值仿真精度和时间步长及具体算法有关，合适的算法有很高的仿真精度
    - 再高的仿真精度，数值仿真手段也只能作为电路设计的验证手段而非设计手段，电路设计需要对电路工作原理有极为清晰的理解，用简单的原理给出原理性设计，再用数值方法验证设计是否成功，获对设计进行修正获得更好的性能结果

准线性分析

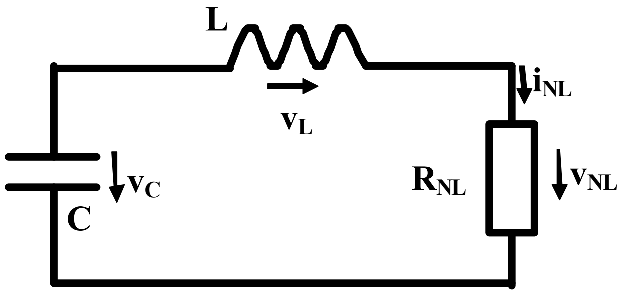
- 正弦波振荡器为了获得高稳定高纯度的正弦波输出，设计中要求极高的频率选择性，只让特定的频点可以通过或存在
  - 如高**Q**值的**LC**谐振腔，其中只有谐振频率可存在其中，其他频率分量无法通过，被反射或被衰减

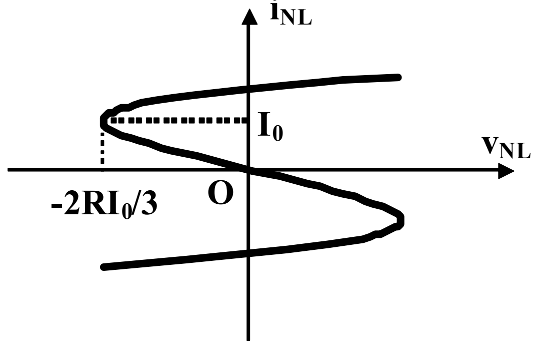
- 非线性负阻虽然会产生高次谐波分量，但高选择性的选频电路只让基波分量存在，高次谐波分量被滤除，因而非线性负阻和滤波器可一并被视为准线性负阻/负导
  - 上节课正反馈差分对管负阻**LC**正弦波振荡器的分析表明，正反馈差分对管等效为**N**型负阻，其准线性负导随振荡幅度（结点电压）增加呈反比关系下降
    - 原因在于正弦波的切顶，傅立叶级数展开后，方波电流中的基波分量几乎和激励电压幅度无关，准线性负导为基波电流与激励电压之比，于是准线性负导和激励正弦电压的幅度呈反比关系
  - 同理，正反馈放大器中，晶体管的准线性跨导增益随正弦激励幅度增加也将呈现反比关系下降
    - 大信号工作进入截止区和欧姆区后，正弦波也呈现切顶现象

准线性分析
非线性动态系统被视为线性动态系统

- 虽然正弦波振荡器是高阶非线性动态系统，但由于频率选择性很高的选频电路的存在，使得只有基波分量被保留下来用于激励负阻器件或放大器件，因而可以视其为线性电路
  - 此线性非真线性，称之为准线性
  - 只有线性时不变电路才能应用的相量法被推广应用到非线性的正弦波振荡器的准线性分析中
    - 三个振荡条件的原理性解析是在相量域进行的
      - 不严格，但原理性理解足够了
      - 其中，要求准线性负阻、准线性负导、准线性增益都应具有随振荡幅度增加而单调下降的特性
        - » 通过选择合适的直流工作点实现这个特性

数值分析例

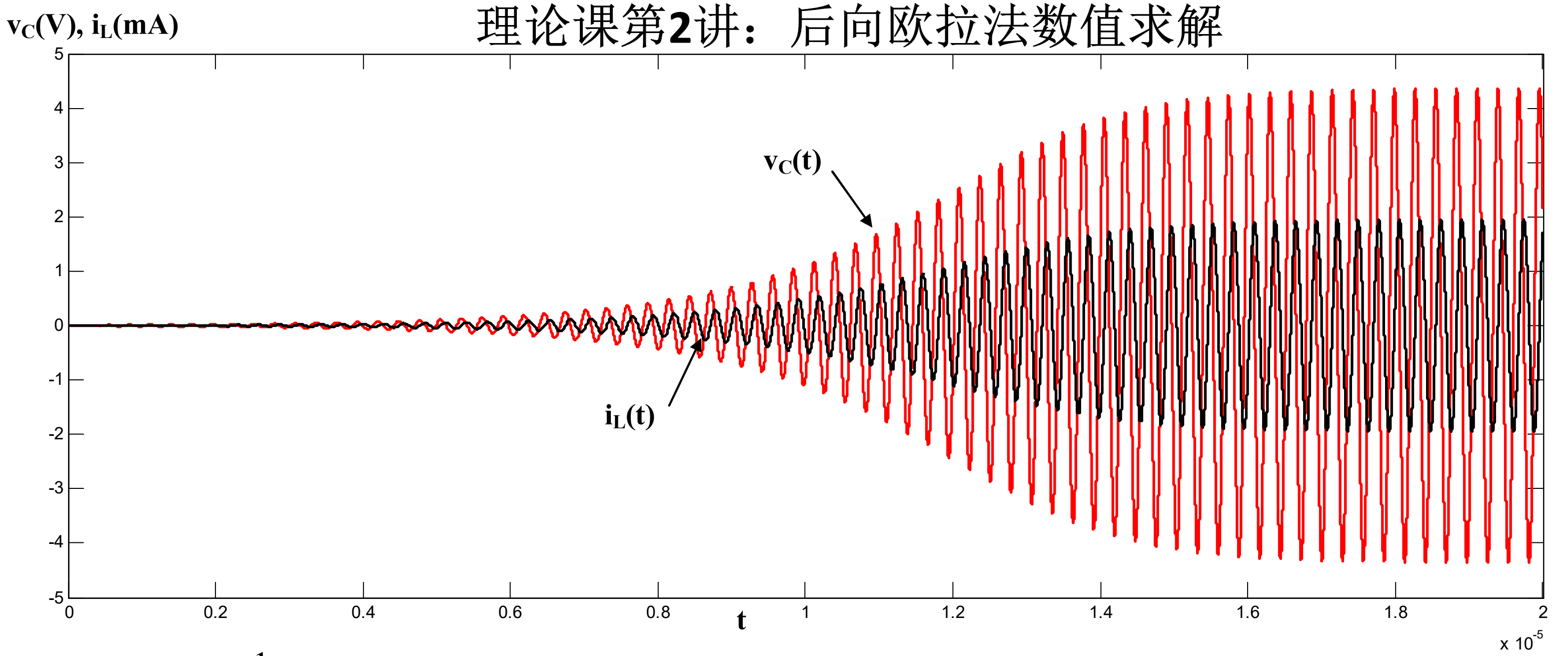




$$v_{NL} = -Ri_{NL} + \frac{R}{3I_0^2} i_{NL}^3$$

L=100μH， C=20pF， R=100Ω， I_0=1mA， $v_C(0)$=10mV， $i_L(0)$=0

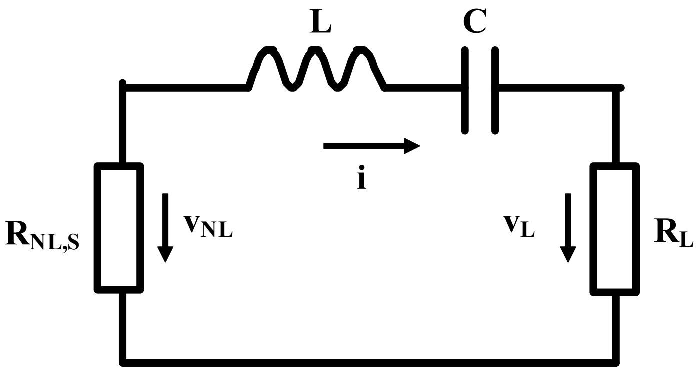
理论课第2讲：后向欧拉法数值求解

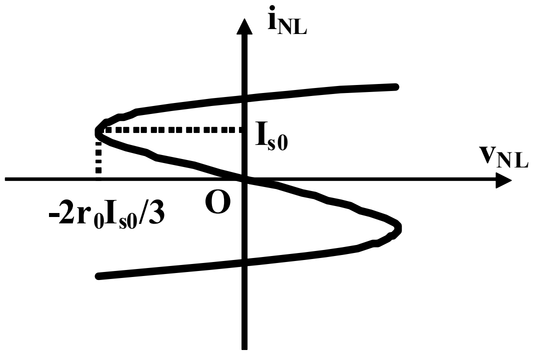


$$f_0 = \frac{1}{281ns} = 3.56MHz \qquad I_{Lm} \approx 2mA \qquad V_{Cm} \approx 4.47V$$

下面用准线性方法确认数值仿真结果

准线性分析：起振条件





起振条件：$r_0>R_L$

回路总电阻$-r_0+R_L$为负，才可能在噪声激励下自激增幅振荡：负阻供能大于正阻耗能，多余的能量给电容和电感，其储能越来越多

前面数值仿真中的S型负阻是整合了S型负阻器件、负载电阻和损耗电阻后的综合端口效应，将所有等效串联电阻视为单端口网络，其端口总特性仍然具有S型负阻特性

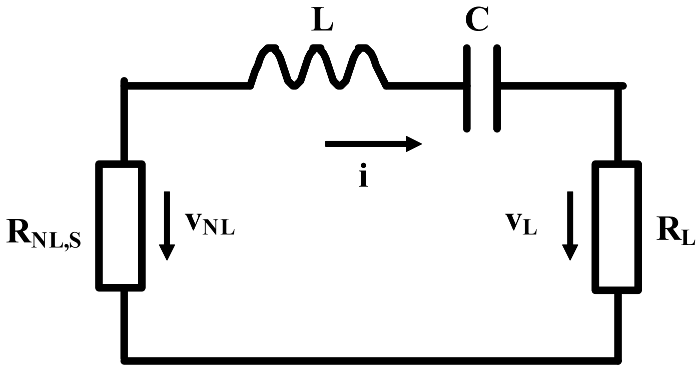
$$v_{NL}=-r_0 i_{NL}+\frac{r_0}{3I_{s0}^2}i_{NL}^3$$

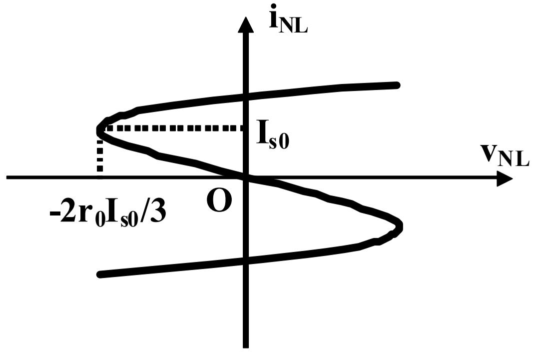
为了分析方便，这里将负载电阻、损耗电阻分离出去，并假设为线性电阻R_L，剩下的人为额外添加的负阻器件的两个关键参量记为r_0和I_{S0}

$$r_d=\frac{dv_{NL}}{di_{NL}}\bigg|_{i_{NL}=0}=\left(-r_0+\frac{r_0}{I_{s0}^2}i_{NL}^2\right)_{i_{NL}=0}=-r_0$$

负阻器件直流工作点上的微分电阻为负阻

准线性分析前提：Q值足够高





L=100μH， C=20pF， R=100Ω， I_0=1mA， $v_C(0)$=10mV， $i_L(0)$=0

$$Q=\left|\frac{Z_0}{R}\right|=\left|\frac{Z_0}{r_0-R_L}\right|=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}=\frac{1}{100}\sqrt{\frac{100\times10^{-6}}{20\times10^{-12}}}=22.36>>1$$

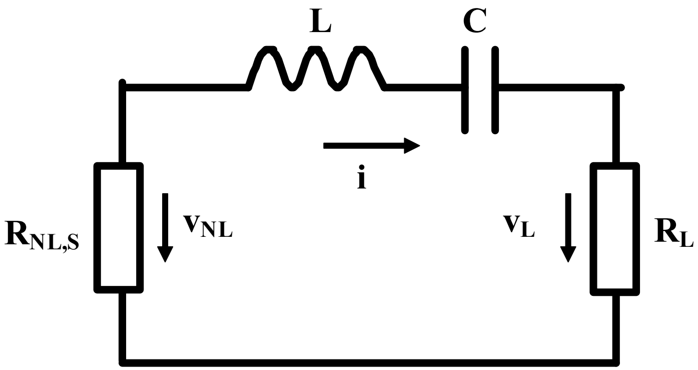
决定波形纯度

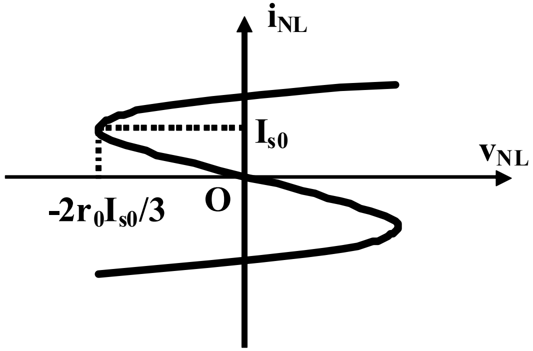
只有Q值足够高（阻尼系数充分接近于0，充分接近于零阻尼情况），选频特性才是足够好，高次谐波分量才能有效滤除，剩下基波分量用于准线性分析：这里的Q值包括无负阻时的Q值，负阻参与后的Q值，均应做如此要求

$$Q_0=\frac{1}{R_L}\sqrt{\frac{L}{C}}>>1$$

决定频率稳定度

准线性分析：非线性高次谐波被滤除





$$v_{NL}=-r_0 i_{NL}+\frac{r_0}{3I_{s0}^2}i_{NL}^3$$

$$i(t)=I_m\cos\omega_0 t$$

$$v_{NL}(t)=-r_0\left(-i(t)\right)+\frac{r_0}{3I_{s0}^2}\left(-i(t)\right)^3$$

$$=r_0 I_m\cos\omega_0 t-\frac{r_0}{3I_{s0}^2}I_m^3\cos^3\omega_0 t$$

$$=r_0 I_m\cos\omega_0 t-\frac{r_0}{3I_{s0}^2}I_m^3\frac{3\cos\omega_0 t+\cos 3\omega_0 t}{4}$$

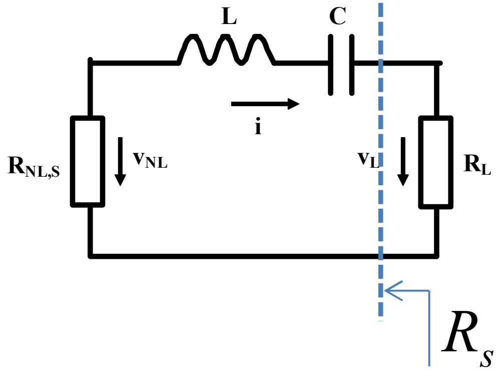
$$=\left(r_0-r_0\frac{I_m^2}{4I_{s0}^2}\right)I_m\cos\omega_0 t-\frac{r_0}{12I_{s0}^2}I_m^3\cos 3\omega_0 t$$

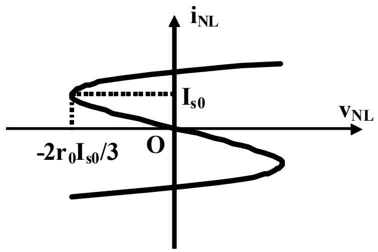
在正弦回路电流激励下，非线性S型负阻产生了基波电压分量和高次谐波电压分量，其中，只有基波电压分量可以通过串联LC谐振腔到达负载电阻上，高次谐波分量则无法通过LC谐振腔到达负载电阻，因而可将S型负阻视为只产生基波分量的准线性负阻

$$-\overline{r_n}=-r_0\left(1-\left(\frac{I_m}{2I_{s0}}\right)^2\right)$$

准线性负阻：随幅度增加而降低

$$i(t)=I_m\cos\omega_0 t$$





$$v_{NL}(t)=\left(r_0-r_0\frac{I_m^2}{4I_{s0}^2}\right)I_m\cos\omega_0 t-\frac{r_0}{12I_{s0}^2}I_m^3\cos 3\omega_0 t$$

$$v_L(t)\approx\left(r_0-r_0\frac{I_m^2}{4I_{s0}^2}\right)I_m\cos\omega_0 t$$

只有基波分量可以加载到负载电阻上；高次谐波电压分量被电感承担

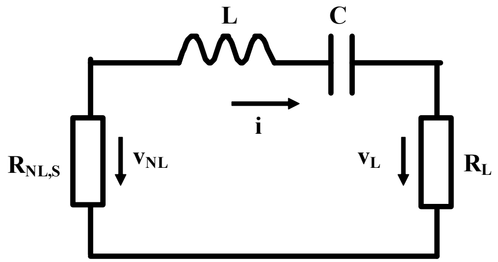
$$R_s=\frac{v_L}{-i(t)}=-r_0\left(1-\left(\frac{I_m}{2I_{s0}}\right)^2\right)=-\overline{r}_n$$

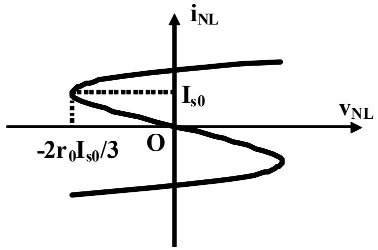
由于负载电阻只看到基波分量，故而从它的视角看，存在一个准线性负阻，该负阻提供能量，该负阻随回路电流增加而降低

平衡条件：正负抵偿

$$\overline{r_n} = r_0\left(1-\left(\frac{I_m}{2I_{s0}}\right)^2\right)$$

负阻随幅度增加而降低





$$\overline{r_n} = r_0\left(1-\left(\frac{I_{m\infty}}{2I_{s0}}\right)^2\right) = R_L$$

负阻抵偿正阻：幅度平衡条件
实部条件

$$I_{m\infty} = 2I_{s0}\sqrt{1-\frac{R_L}{r_0}}$$

平衡点的回路电流振荡幅度

$$\omega_{osc}L + \frac{1}{-\omega_{osc}C} = 0$$

正负电抗相互抵偿：频率平衡条件
虚部条件

$$\omega_{osc} = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

平衡点的回路电流振荡频率

振荡幅度和振荡频率由平衡条件决定

数值仿真设定条件：**L=100μH，C=20pF，R=100Ω，I_0=1mA，$v_C(0)$=10mV，$i_L(0)$=0**

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{100\times10^{-6}\times20\times10^{-12}}}=3.56MHz$$

振荡频率和数值仿真结果一致

$$v_{NL,t}=v_{NL}+v_L=-r_0i_{NL}+\frac{r_0}{3I_{s0}^2}i_{NL}^3+R_Li_{NL}$$

实际电阻分为负阻和正阻两部分

$$=(-r_0+R_L)i_{NL}+\frac{r_0}{3I_{s0}^2}i_{NL}^3=-Ri_{NL}+\frac{R+R_L}{3I_{s0}^2}i_{NL}^3$$

$$=-Ri_{NL}+\frac{R}{3\left(\sqrt{\frac{R}{R+R_L}}I_{s0}\right)^2}i_{NL}^3=-Ri_{NL}+\frac{R}{3I_0^2}i_{NL}^3$$

数值仿真设定条件：只有一个综合负阻端口条件

$$I_{s0}=\sqrt{\frac{R+R_L}{R}}I_0=\sqrt{\frac{r_0}{r_0-R_L}}I_0$$

$$I_{m\infty}=2I_{s0}\sqrt{1-\frac{R_L}{r_0}}=2I_0=2mA$$

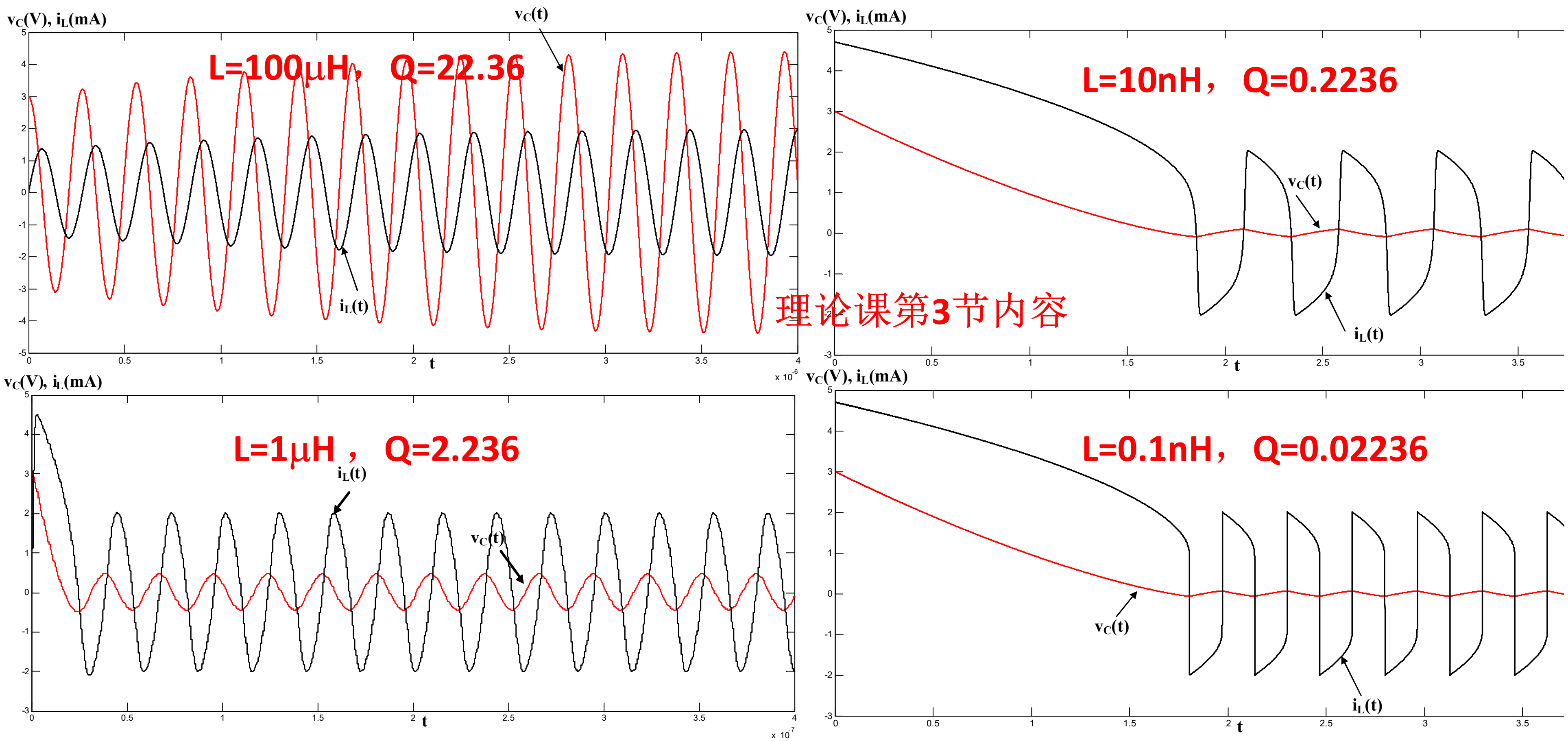
振荡幅度和数值仿真结果也完全一致

准线性分析无法给出起振全过程（瞬态过程）的时域解析解，但是可以给出进入极限环后（稳态过程）的正弦波振荡的振荡幅度和振荡频率：这个近似方法对我们理解正弦振荡原理而言是足够用的

如果不是高Q值回路
正弦振荡退化为张弛振荡

$$Q_0 = \left| \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \right|$$

- 如果回路Q值不高，无法有效滤除高次谐波分量，则正弦振荡波形不纯，甚至退化为张弛振荡，振荡波形为三角波、方波



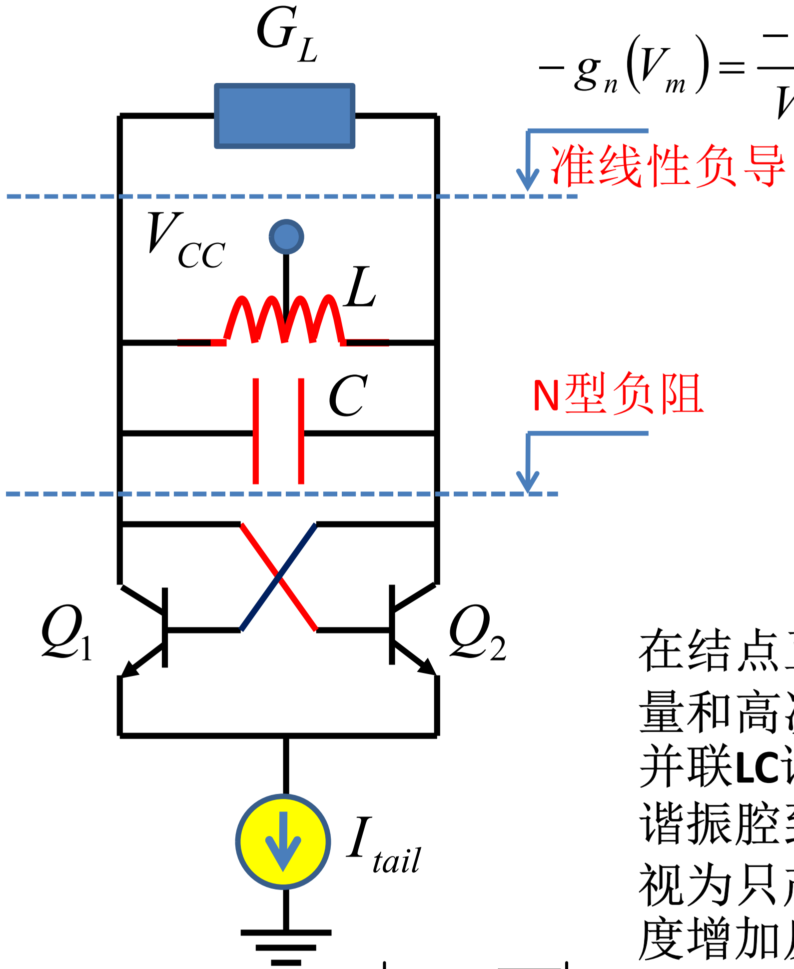
N型负阻与并联LC谐振

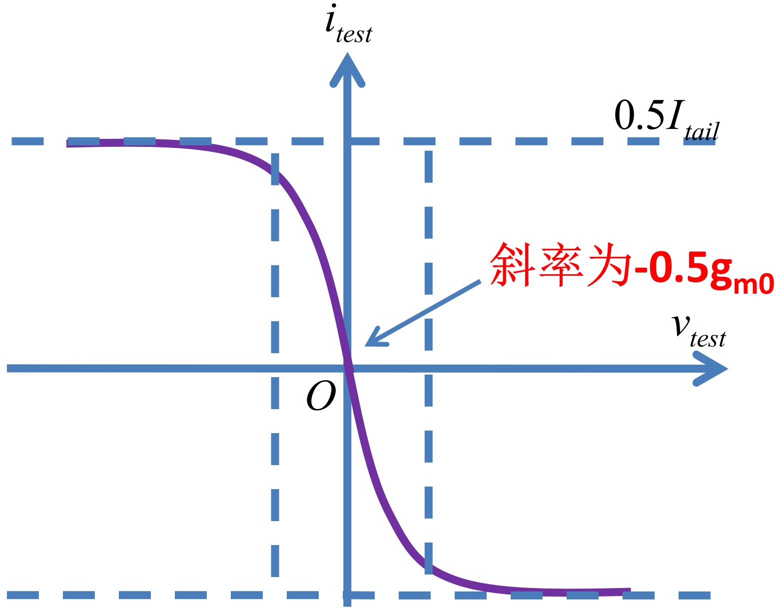
$$g_n(0) = 0.5g_{m0} > G_L$$ 起振条件

$$g_n(V_{m\infty}) = \frac{0.5g_{m0}}{V_{m\infty}/V_{m0}} = G_L$$ 稳定条件

$$-g_n(0) = -0.5g_{m0}$$

$$-g_n(V_m) = \frac{-0.5g_{m0}}{V_m/V_{m0}}$$





$$Q_0 = \left| R_L\sqrt{\frac{C}{L}} \right|$$

在结点正弦电压激励下，非线性**N**型负阻产生了基波电流分量和高次谐波电流分量，其中，只有基波电流分量可以通过并联**LC**谐振腔到达负载电阻上，高次谐波分量则无法通过**LC**谐振腔到达负载电阻，因而**N**型负阻和**LC**并联谐振腔共同被视为只产生基波分量的准线性负导，该准线性负导随振荡幅度增加反比下降

高**Q**值：足够大的电容；如果电容太小，正弦波形纯度降低，并有可能退化为张弛振荡（**N**型负阻**+**电感）

1.2 正弦振荡和张弛振荡

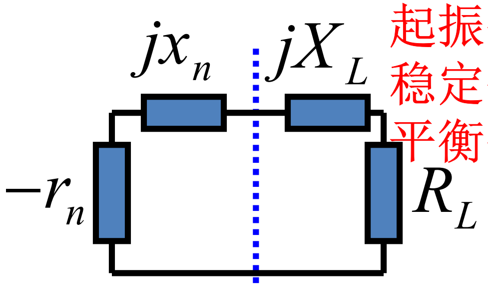
名称	简谐振荡 **harmonic oscillator**	张弛振荡器 **relaxation oscillator**
波形	正弦波 **sine wave oscillator**	方波（方波，脉冲波，三角波，锯齿波）
物理机制	两种能量之间的相互转换，转换过程中，总能量保持不变（简谐，简单谐振，运动物体受到的力和其位移成正比，且指向平衡点）	两种状态之间的突变（驰：松弛，处于某一状态；张：紧张，从某一状态到另一状态的突变）
基本构件	正反馈放大器（准线性负阻，供能）+选频网络（**RC**、**LC**、传输线、固态谐振腔形成的谐振网络、移相网络或延时网络，选频）	双稳器件（**S**型或**N**型负阻，施密特触发器，锁存器，可提供两个状态和能量）**+**电容或电感（通过充放电提供状态改变的电压或电流的激励机制）
振荡原理	在特定频点上供能恰好补充耗能，故而只能在特定频率上发生简谐振动（正弦振荡）	通过电容充放电（电感充放磁，松驰的量变），电容电压（电感电流）到达某个阈值后，状态发生突变（紧张的质变）
分析	准线性分析（准线性负阻），相量域传函分析，特征根分析	相图分析 分段折线分析，具有不稳定平衡点和两个暂稳定状态（三个区分段折线化分析）
应用	收发信机的本地振荡器，**…**	数字系统时钟，仪器扫描电路，**…**
典型电路	文氏电桥**RC**振荡器，三点式**LC**振荡器，晶体振荡器，**…**	电容**+S**型负阻，电容**+**负反馈施密特触发器，环形振荡器，**…**

正弦振荡与张弛振荡原理模型

起振条件一样：串联后仍然是S型负阻，且工作点在负阻区

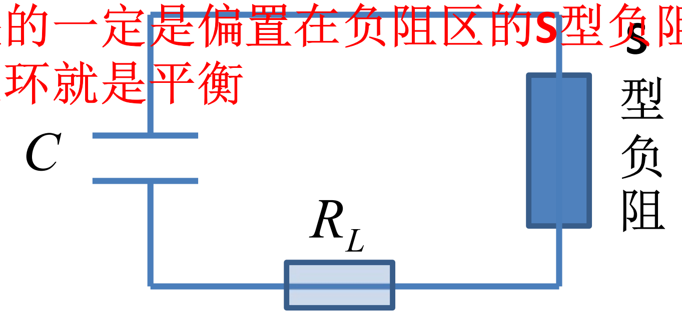
稳定条件一样：串联的一定是偏置在负阻区的S型负阻

平衡条件？进入极限环就是平衡



串联LC振荡器
配合S型负阻

$$Q = \frac{1}{R_L}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

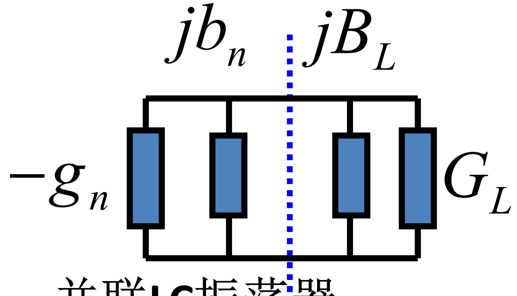


准线性分析

LC简谐振荡
正弦波振荡器

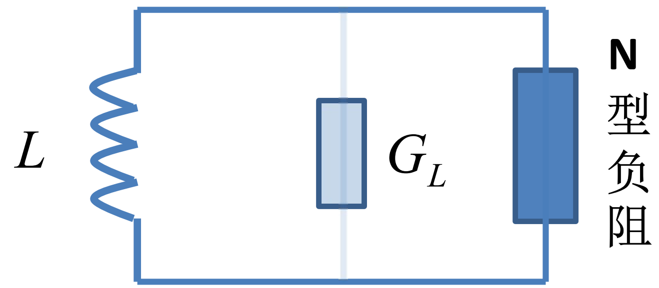
张弛振荡器
方波振荡器

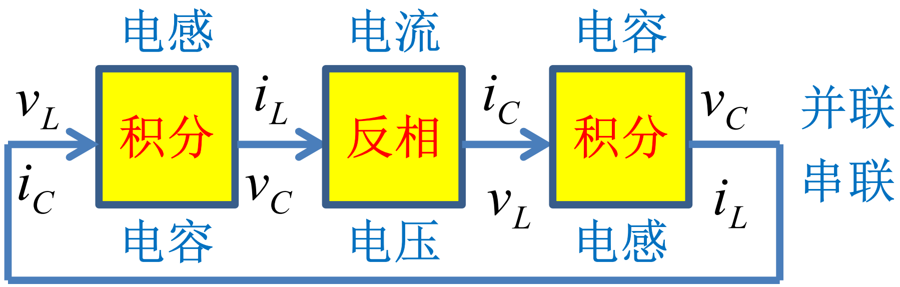
分段线性分析



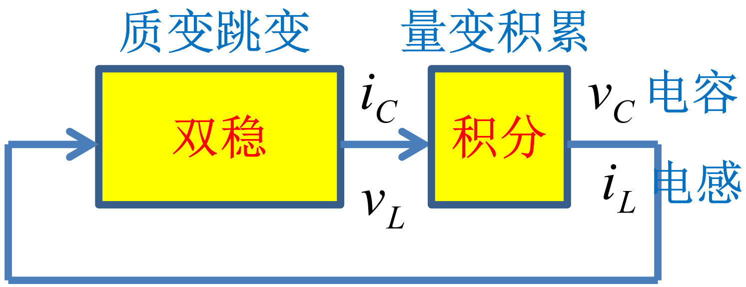
并联LC振荡器
配合N型负阻

$$Q = \frac{1}{G_L}\sqrt{\frac{C}{L}}$$





正弦振荡器平衡原理模型

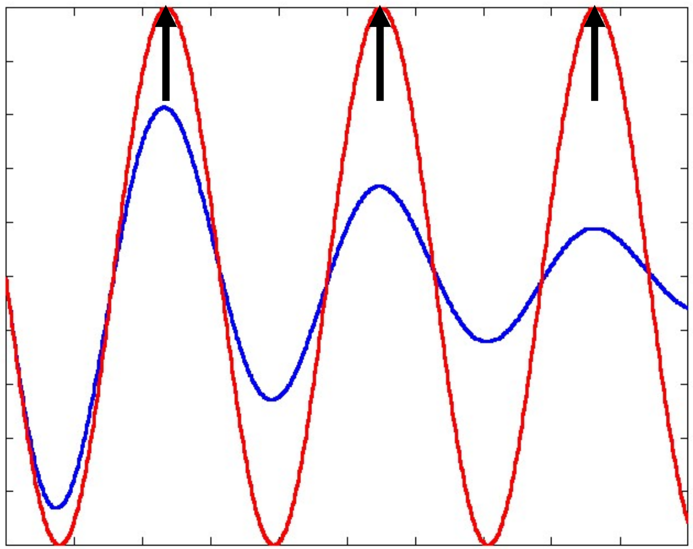


张弛振荡器平衡原理模型

平衡状态：进入了极限环

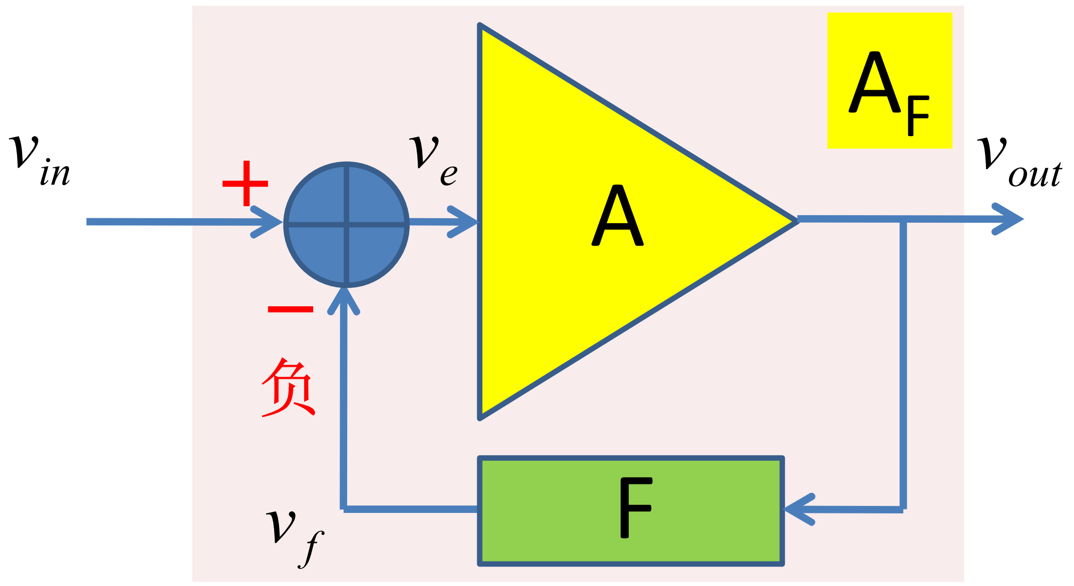
二、正弦振荡：正反馈原理

- 正弦振荡原理
  - 负阻原理
    - 以LC谐振腔为主体，添加负阻（单端口器件）供能抵偿正阻耗能，两者完全抵偿，只剩下纯LC谐振：正弦振荡
  - 正反馈原理
    - 以放大器（二端口器件）为主体，在特定频点实现正反馈，导致该频率的信号越来越强，直至进入放大器非线性工作区，输出稳定正弦波：正反馈正弦振荡



正反馈振荡原理
　　正反馈原理
　　　　起振条件，平衡条件，稳定条件
　　分析例
　　　　文氏电桥
　　　　RC移相
　　　　互感耦合
　　　　电容三点式
　　　　　　考毕兹电容三点式

负反馈回顾



$$v_e = v_{in} - F \cdot v_{out}$$

负反馈：从输出引回的信号和输入信号反相，环路增益足够大时，反馈支路的作用可以掩盖放大支路的作用

$$v_{out} = Av_e = A\left(v_{in} - F \cdot v_{out}\right) = Av_{in} - AFv_{out}$$

$$v_{out} = \frac{A}{1+AF} v_{in} \overset{AF>>1}{\approx} \frac{1}{F} v_{in}$$

负反馈放大器：

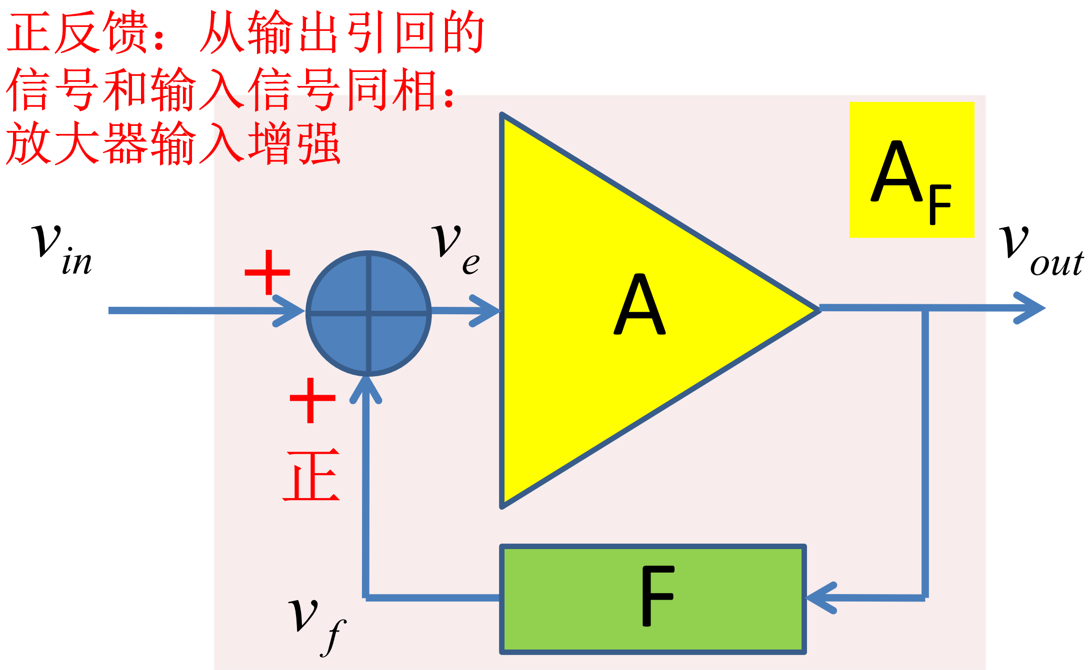
1、增益下降
2、稳定性提高
3、线性度提高
4、带宽增加
5、…

负反馈放大器具有负反馈网络的优良特性：高稳定性，高线性，高带宽

正反馈振荡原理

$$v_{out} = Av_e$$
$$= A(v_{in} + F \cdot v_{out})$$
$$= Av_{in} + AFv_{out}$$

$$v_{out} = \frac{A}{1 - AF} v_{in}$$



$$AF = 1$$

即使输入v_{in}为零，输出v_{out}也可以不为零：为什么？
假设放大器输入端有一正弦信号，正弦信号经放大器和反馈网络转一圈后，维持大小和相位不变，系统达到一种平衡状态

这恰好就是正反馈正弦波振荡器的平衡条件：**AF=1**

- 起始阶段，电路中的噪声做为初始激励，经反馈网络选频，导致特定频率信号在放大器输入端属正反馈关系，如果满足起振条件**AF>1**，则该正弦信号将增幅振荡

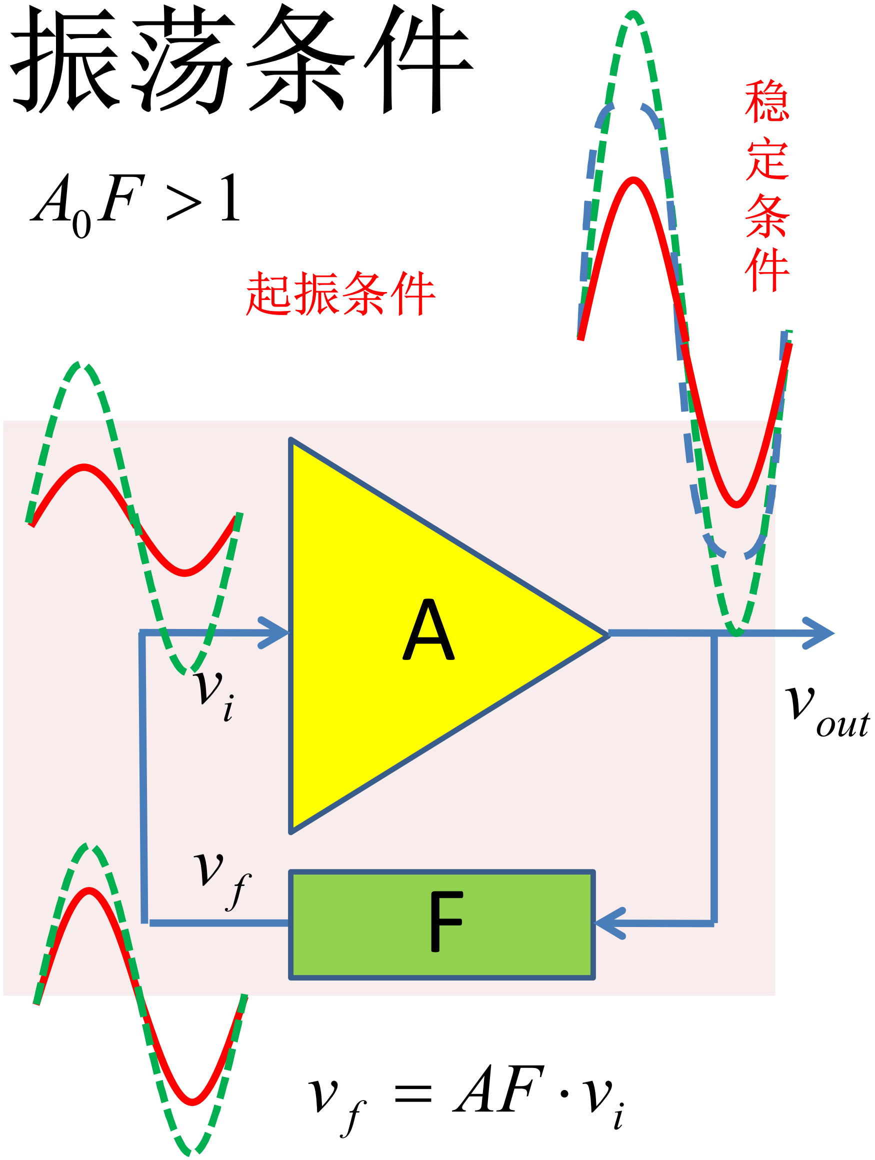
- 随着振荡幅度增加，放大器必将进入非线性工作区，其准线性放大倍数必然下降，最终使得**AF=1**，振荡幅度不再继续增加
  - 只要**AF=1**，电路中的正弦波信号可以自行维持：平衡条件
  - 反馈网络具有选频作用，使得只有特定的频率ω_{osc}才能满足正反馈条件，从而只有这个特定的频率才能满足起振条件**$A_0F(j\omega_{osc})>1$**和平衡条件**$AF(j\omega_{osc})=1$**，一般情况下，振荡频率由反馈网络决定

- 如果放大器放大倍数具有随着幅度增加单调下降特性，则可维持稳定的正弦输出
  - 稳定条件

振荡条件

$$A_0F > 1$$

起振条件

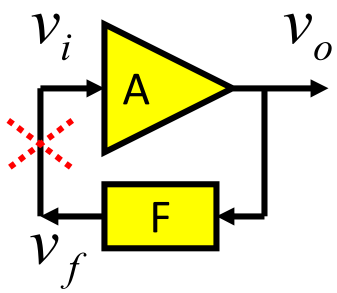


$$v_f = AF \cdot v_i$$

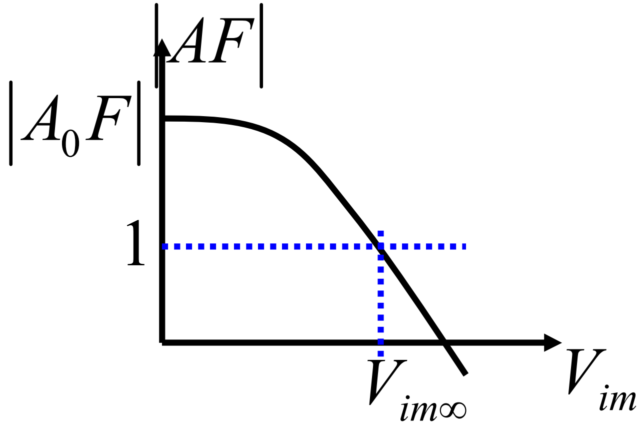
$$\overline{A}F = 1$$

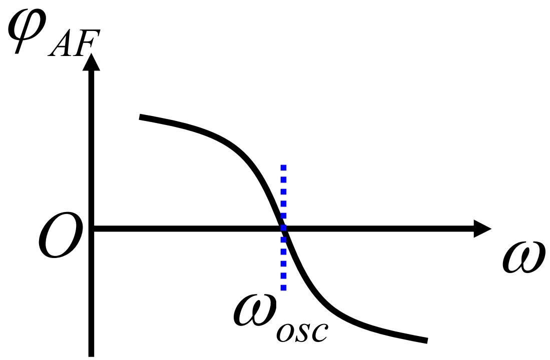
平衡条件

正反馈正弦波振荡的振荡条件



$AF = |AF|e^{j\varphi_{AF}}$



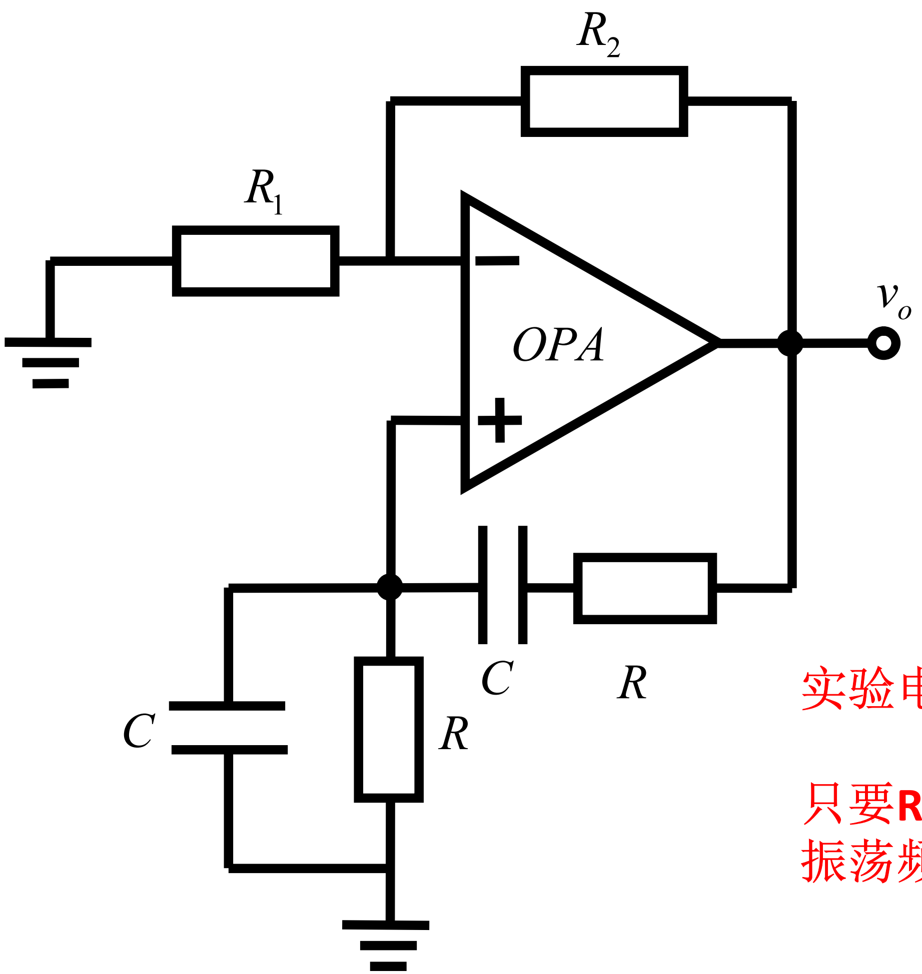


	幅度条件	相位（频率）条件
起振条件	$\|A_0F\| > 1$	$\varphi_{A_0F}(\omega_{osc}) = 0$（正反馈条件）
平衡条件	$\|\bar{A}F\| = 1$	$\varphi_{\bar{A}F}(\omega_{osc}) = 0$（正反馈条件）
	$V_{im} = V_{im\infty}$ （平衡点）	$\omega = \omega_{osc}$ （平衡点）
稳定条件	$\left.\dfrac{\partial\|\bar{A}F\|}{\partial V_{im}}\right\|_{V_{im}=V_{im\infty}} < 0$	$\left.\dfrac{\partial\varphi_{\bar{A}F}}{\partial\omega}\right\|_{\omega=\omega_{osc}} < 0$

$T = \bar{A}F = |\bar{A}F|e^{j\varphi_{\bar{A}F}} = |T|e^{j\varphi_T}$

越陡峭越稳定

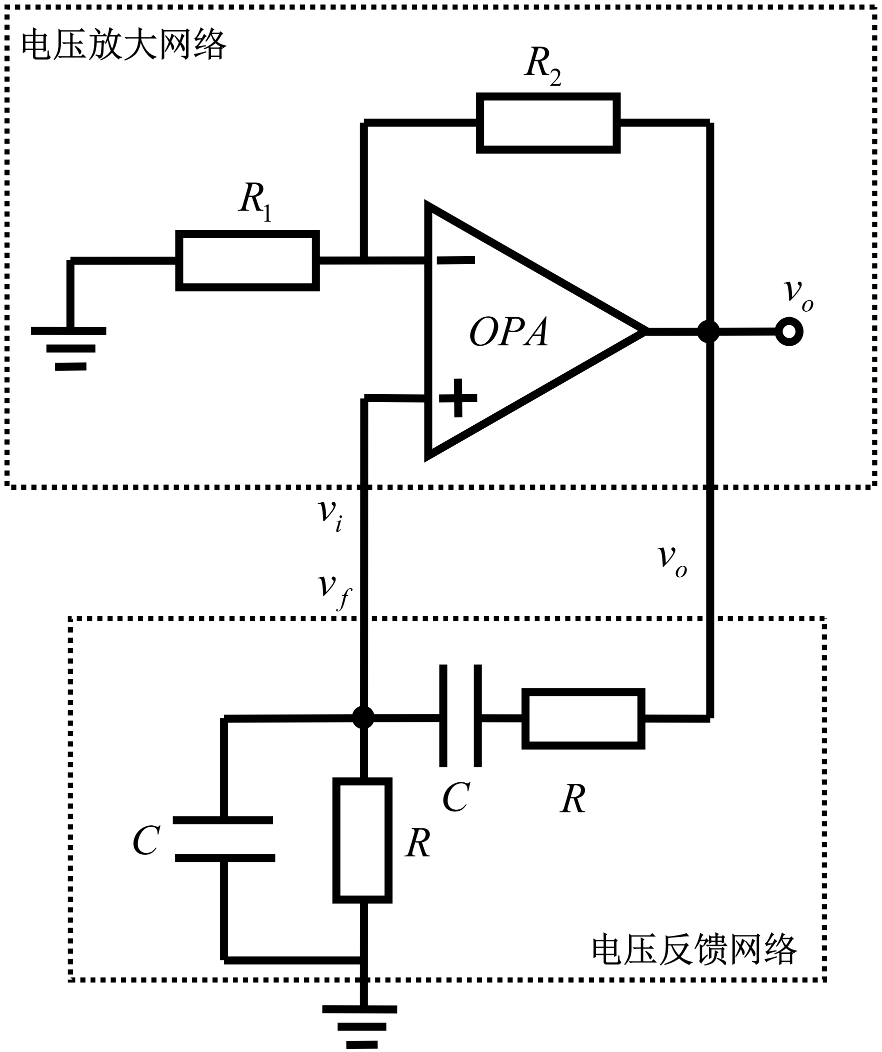
例一、文氏电桥正弦波振荡器



实验电路

只要$R_2>2R_1$，则可形成正弦振荡：
振荡频率为$f_0=1/(2\pi RC)$

放大网络与反馈网络的划分



同相电压放大器：接近理想压控压源：输入电阻近似无穷大，输出电阻近似零

$$A_0 = A_{v0} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

反馈网络为带通滤波器

$$F(j\omega) = \frac{\dot{V}_F}{\dot{V}_o} = \frac{R \parallel \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + R \parallel \frac{1}{j\omega C}}$$

$$\overset{s=j\omega}{=} \frac{sRC}{s^2R^2C^2 + 3sRC + 1}$$

$$= \frac{1}{3}\frac{\frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0} + 1}$$

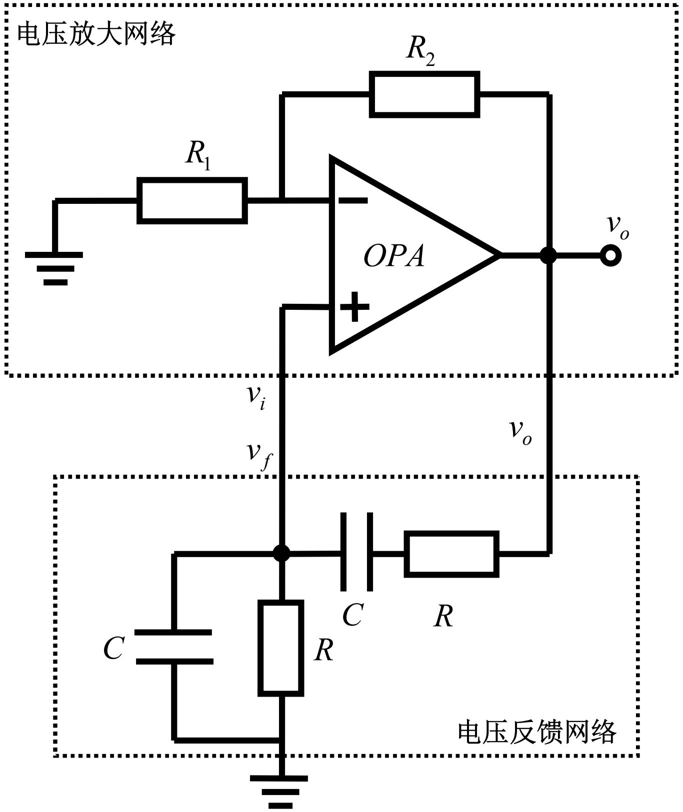
$$F_0 = \frac{1}{3}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$Q = \frac{1}{3}$$

将电路中的理想受控源划分为理想放大器

其余的全部归入反馈网络



起振条件

$$\bar{A} = \begin{cases} A_{v0} = 1 + \dfrac{R_2}{R_1} & |V_{om}| < V_{sat} \\ \dfrac{\alpha}{V_{om}} & |V_{om}| >> V_{sat} \end{cases}$$

$$F(j\omega) = F_0 \frac{1}{1 + jQ\left(\dfrac{\omega}{\omega_0} - \dfrac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

因为 $\varphi_{\overline{AF}}(\omega_0) = 0$ 即在ω=ω$_0$频点上满足正反馈条件（频率平衡条件）

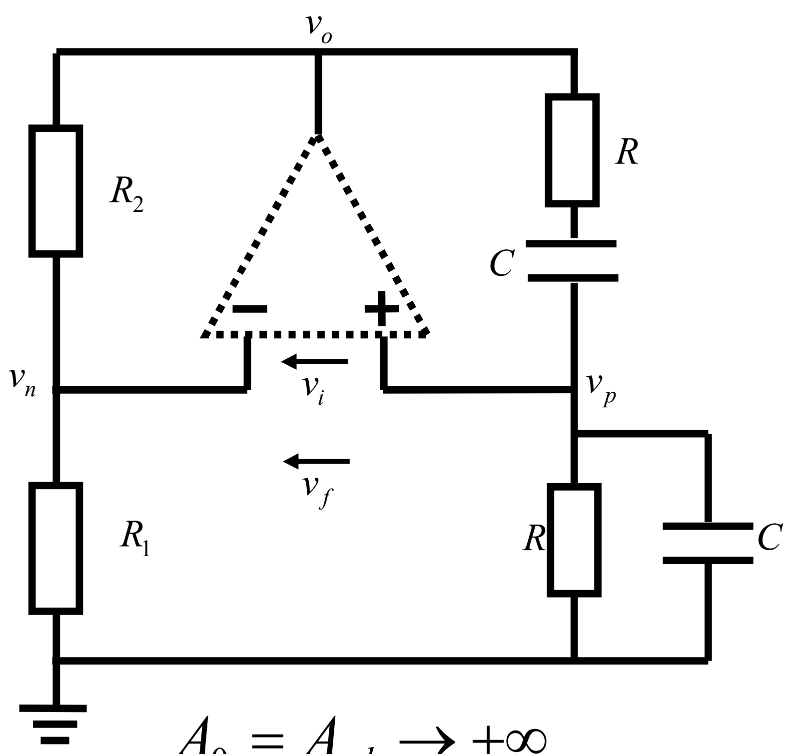
故而振荡频率为ω$_{osc}$=ω$_0$ $\omega_{osc} = \omega_0 = \dfrac{1}{RC}$

由起振条件 $A_{v0}F(j\omega_0) > 1$ 得到 $\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)\dfrac{1}{3} > 1$ 即调整电阻，使得

$R_2 > 2R_1$

则可振荡

另外一种放大与反馈网络的划分



$$A_0 = A_{vd} \to +\infty$$

$$F(j\omega)=\frac{\dot{V}_F}{\dot{V}_o}=\frac{\dot{V}_p-\dot{V}_n}{\dot{V}_o}$$

$$=\frac{R\parallel\frac{1}{j\omega C}}{R+\frac{1}{j\omega C}+R\parallel\frac{1}{j\omega C}}-\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$=\frac{1}{3}\left.\frac{\frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2+\frac{1}{Q}\frac{s}{\omega_0}+1}\right|_{s=j\omega}-\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

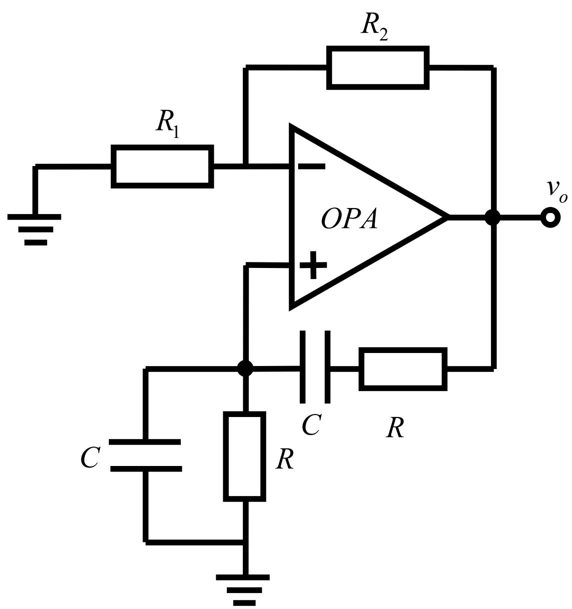
$$A_0F(j\omega_0)>1 \Rightarrow F(j\omega_0)>0 \Rightarrow \frac{1}{3}-\frac{R_1}{R_1+R_2}>0 \Rightarrow R_2>2R_1$$

文氏电桥正弦波振荡器优缺点

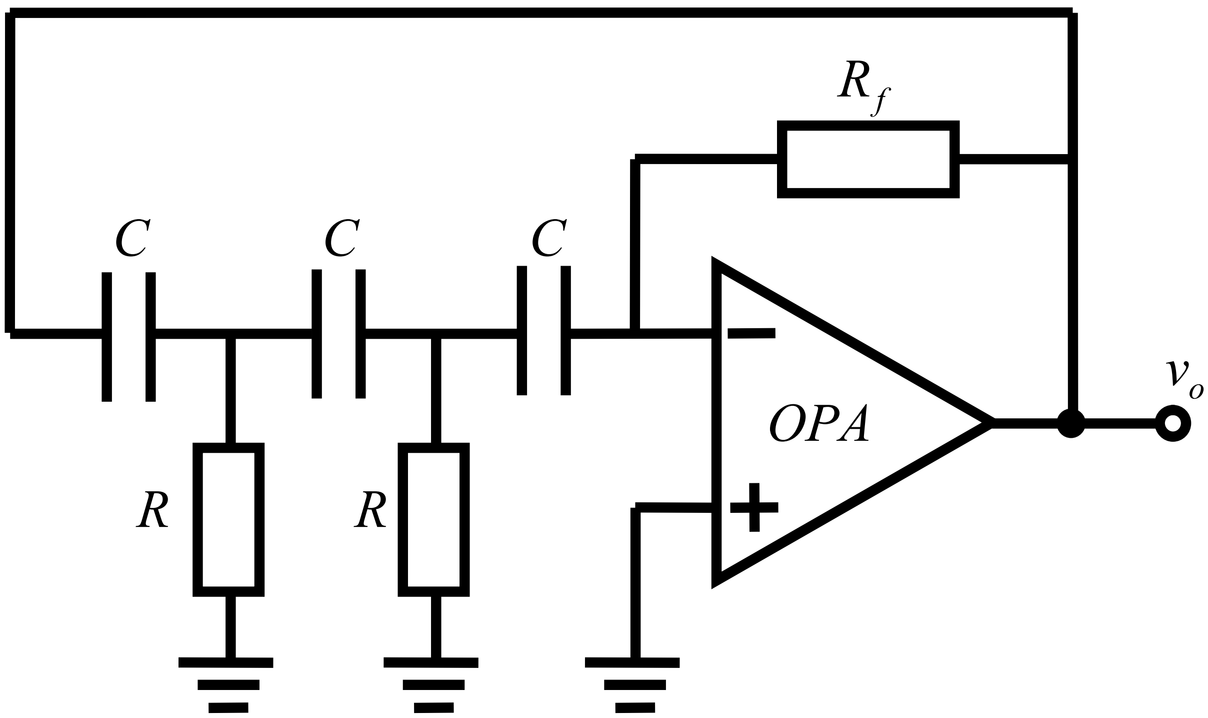
- 优点：电路简单，容易调试

- 缺点：**Q**值太低，正弦波形纯度不高，频率稳定性差
  - 提高正弦波形纯度的方法：尽量避免运放进入饱和区
    - 措施：令$\mathbf{R_2}$微微大于$\mathbf{2R_1}$
    - 稳幅措施：引入负反馈
      - 如可令$\mathbf{R_2}$电阻为负温度系数电阻。 在满足起振条件前提下，随着振荡幅度的增加，$\mathbf{R_2}$上消耗的能量将增加，于是$\mathbf{R_2}$温度上升，由于是负温度系数电阻，$\mathbf{R_2}$阻值将变小，当$\mathbf{R_2}$阻值随温度增加变小到等于$\mathbf{2R_1}$时，满足平衡条件，如果此时正弦振荡幅度尚未脱离运放的线性区，$\mathbf{V_{om}<V_{sat}}$，输出频谱纯度更高
  - 自行分析实验电路中的负反馈稳幅机制

$$Q=\frac{1}{3}$$



例二：RC移相正弦波振荡器

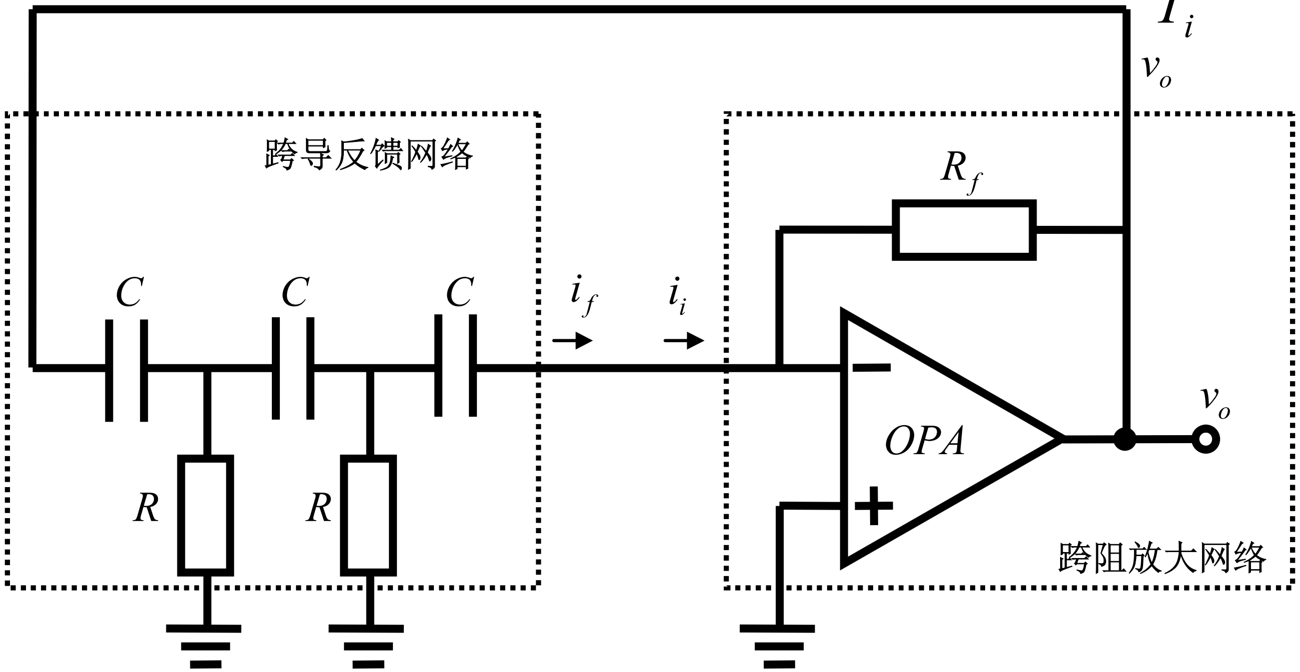


一个电容最多移相90°，两个电容最多移相180°，三个电容则肯定可移相超过180°，在特定频点上，阻容反馈网络移相180 °，反相放大器移相180°，构成闭合共移相360°，则可形成正反馈通路

放大网络和反馈网络的划分

$$F=\frac{\dot{I}_f}{\dot{V}_o}=?$$

$$A_0=\frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_i}=R_m=-R_f$$

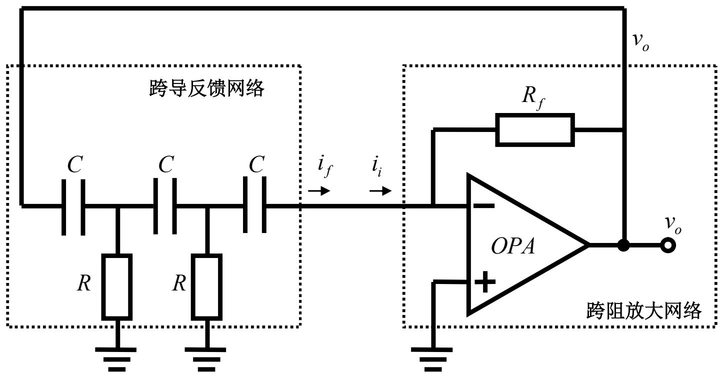


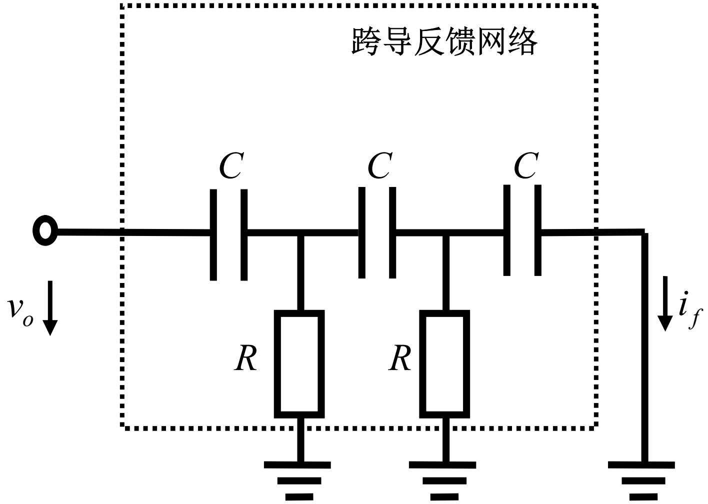
跨导反馈网络：将放大器输出电压转化为反馈电流

跨阻放大网络：将输入电流转化为输出电压

构成闭环：反馈电流就是跨阻放大器输入电流

跨导反馈系数





$$\mathbf{ABCD}=\begin{bmatrix}1 & \frac{1}{sC}\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1 & 0\\ \frac{1}{R} & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1 & \frac{1}{sC}\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1 & 0\\ \frac{1}{R} & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1 & \frac{1}{sC}\\ 0 & 1\end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix}1+\frac{1}{sRC} & \frac{1}{sC}\\ \frac{1}{R} & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1+\frac{1}{sRC} & \frac{1}{sC}\\ \frac{1}{R} & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1 & \frac{1}{sC}\\ 0 & 1\end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix}\left(\frac{1}{sRC}\right)^2+\frac{3}{sRC}+1 & \left(2+\frac{1}{sRC}\right)\frac{1}{sC}\\ \left(2+\frac{1}{sRC}\right)\frac{1}{R} & 1+\frac{1}{sRC}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}1 & \frac{1}{sC}\\ 0 & 1\end{bmatrix}$$

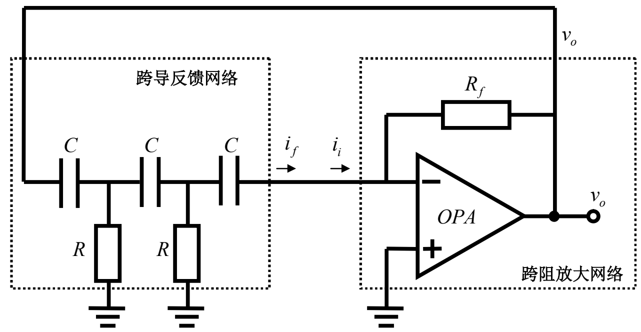
$$=\begin{bmatrix}* & \left(\left(\frac{1}{sRC}\right)^2+\frac{4}{sRC}+3\right)\frac{1}{sC}\\ * & *\end{bmatrix}$$

$$F(j\omega)=G_f=\frac{1}{B}$$

$$\overset{s=j\omega}{=}\frac{sC}{\left(\frac{1}{sRC}\right)^2+\frac{4}{sRC}+3}$$

$$=\frac{sC\cdot(sRC)^2}{3s^2R^2C^2+4sRC+1}$$

由环路增益确定起振条件



$$T_0 = A_0 F = -R_f \cdot \frac{sC\cdot(sRC)^2}{3s^2R^2C^2+4sRC+1}\bigg|_{s=j\omega} = R_f \cdot \frac{j\omega C\cdot(\omega RC)^2}{\left(1-3\omega^2R^2C^2\right)+4j\omega RC} = \left|T_0(\omega)\right| e^{j\varphi_T(\omega)}$$

$$\left|T_0(\omega)\right| = \frac{R_f}{R}\frac{(\omega RC)^3}{\sqrt{1+10(\omega RC)^2+9(\omega RC)^4}}$$

$$\varphi_T(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan\frac{4\omega RC}{1-3\omega^2R^2C^2}$$

正反馈条件（频率平衡条件）

起振条件（幅度平衡条件）

$$\varphi_T(\omega)_{\omega=\omega_{osc}} = 0$$

$$T_0 = A_0 F(j\omega_{osc}) = \frac{1}{12}\frac{R_f}{R} > 1$$

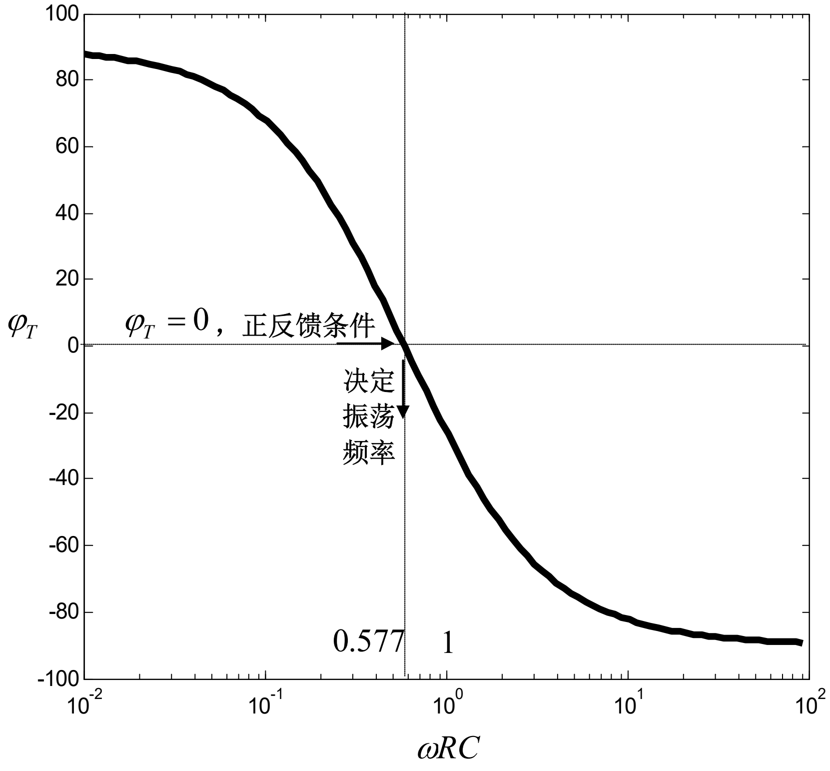
$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{3}RC} = \frac{0.577}{RC}$$

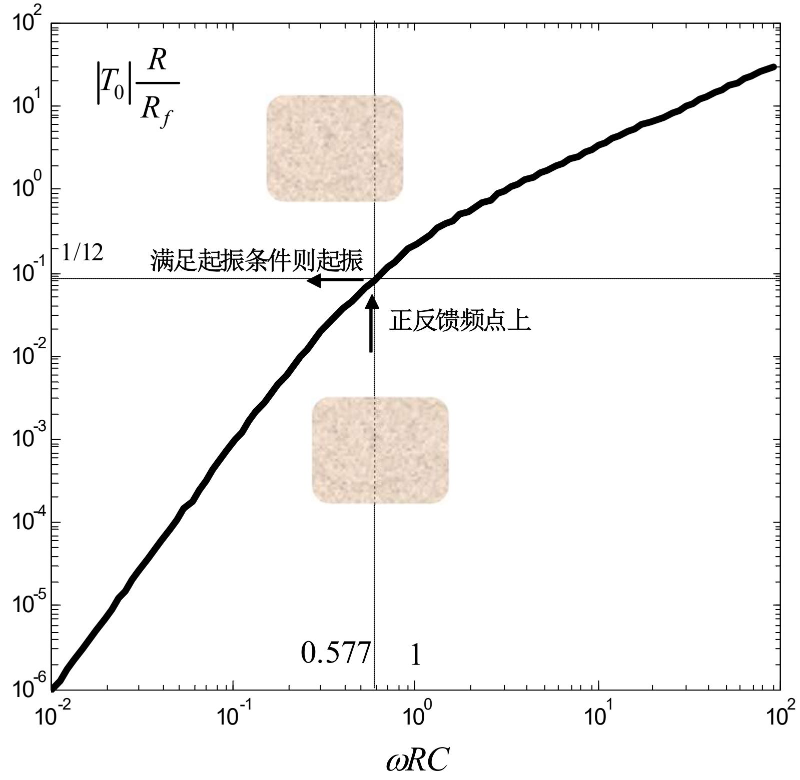
$$R_f > 12R$$

调整运放负反馈电阻$\mathbf{R_f}$，使其满足该条件，则可在$\mathbf{f_{osc}}$频点发生正弦振荡

起振条件分析图示

$$T_0 = A_0 F(j\omega_{osc}) = \frac{1}{12}\frac{R_f}{R}$$





由正反馈条件确定振荡频率 → 在振荡频点上要求**|T|>1**

如果振荡频率和增益有关，增益取平衡点增益，确定振荡频率

RC正弦波振荡器的通病

$$A_0F(j\omega)=-\frac{R_f}{3}\frac{s^3C}{s^2+\frac{4}{3}\frac{1}{RC}s+\frac{1}{3R^2C^2}}$$

$$=-\frac{1}{3}\frac{s^2\cdot(sR_fC)}{s^2+\frac{4}{\sqrt{3}}\frac{s}{\sqrt{3}RC}+\left(\frac{1}{\sqrt{3}RC}\right)^2}$$

$$Q(\omega_0)=\frac{\sqrt{3}}{4}=0.433$$

- RC选频网络作反馈网络不可能获得高Q值，因而频率稳定性不高
  - RC正弦波振荡器的频率稳定度在10^{-3}量级以下

$$\frac{d}{d\omega}\varphi(\omega_0)=-\frac{2Q}{\omega_0}$$

二阶带通系统中心频点

- 为了获得高Q值，需要LC谐振腔做为选频网络
  - LC正弦波振荡器的频率稳定度在10^{-4} ~10^{-5}量级
  - 采用高Q值的固体谐振腔，如石英晶体，其正弦波振荡的频率稳定度可高达10^{-6}以上

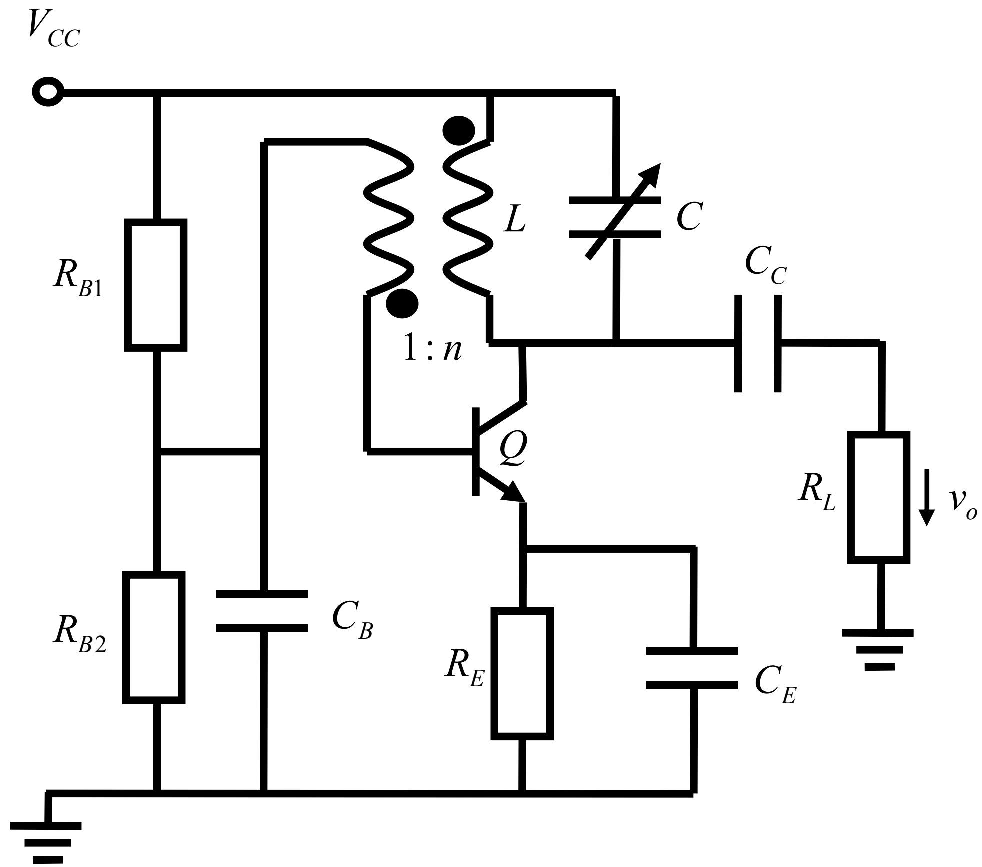
$$Q(\omega_{osc})=-\frac{1}{2}\omega_{osc}\frac{d}{d\omega}\varphi_T(\omega_{osc})$$

可由此定义振荡频点Q值大小

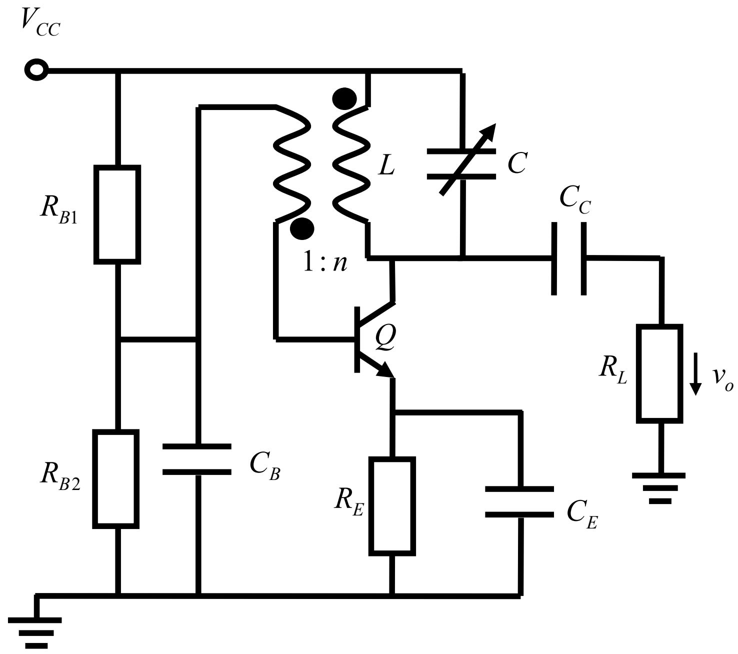
$$Q(\omega_{osc})=\frac{\sqrt{3}}{4}=0.433$$

例三：互感耦合正弦波振荡器

已知V_{CC}=12V，R_{B1}=36kΩ，R_{B2}=3kΩ，R_E=2.2kΩ，R_L=1kΩ；晶体管电流增益β=400，厄利电压V_A=100V；旁路电容C_B=0.1μF，C_E=0.1μF，耦合电容C_C=10pF；变压器为全耦合变压器，变压比n=2，谐振电感L=30μH，无载Q值为400；谐振电容C可调，使得振荡频率为2MHz。



晶体管小信号参量的快速估算



$$I_C \approx I_E = \frac{V_E}{R_E} \approx \frac{V_B - 0.7}{R_E}$$

$$\approx \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} - 0.7}{R_E}$$

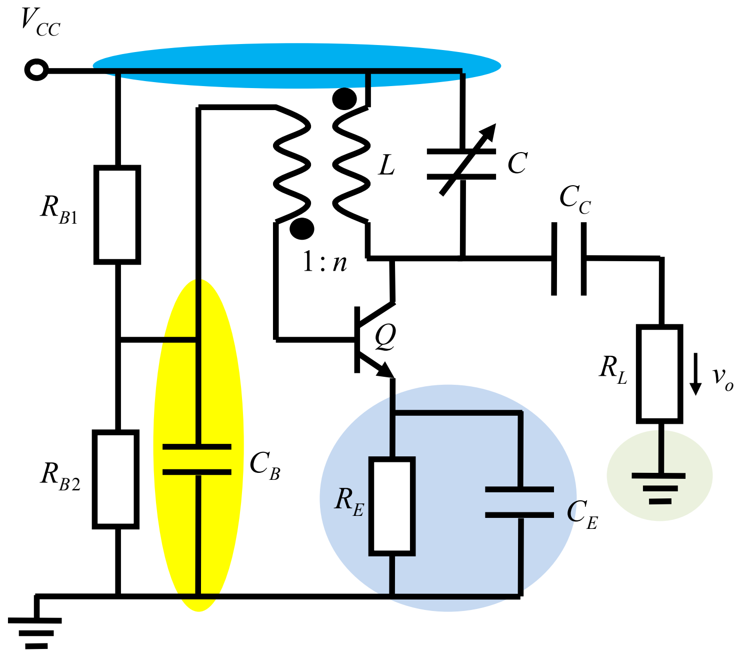
$$= \frac{\frac{3}{36+3} \times 12 - 0.7}{2.2} \approx 0.1mA$$

$$g_m = \frac{I_C}{v_T} \approx \frac{0.1mA}{25mV} = 4mS$$

$$r_{be} = \beta \frac{1}{g_m} = 400 \frac{1}{4mS} = 100k\Omega$$

$$r_{ce} = \frac{V_A}{I_{C0}} = \frac{100V}{0.1mA} = 1000k\Omega$$

旁路大电容 高频短路

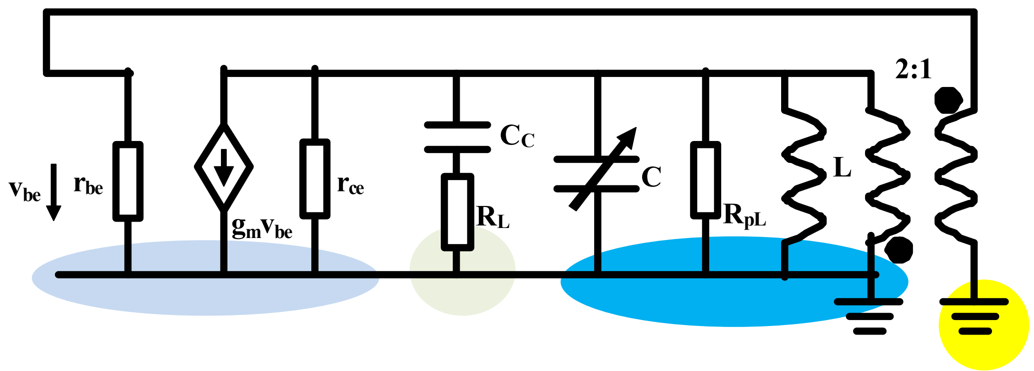


旁路电容C_B=0.1μF，C_E=0.1μF，耦合电容C_C=10pF；谐振电容C可调，使得振荡频率为2MHz。

$$X_C = \frac{1}{\omega_0 C_B}$$

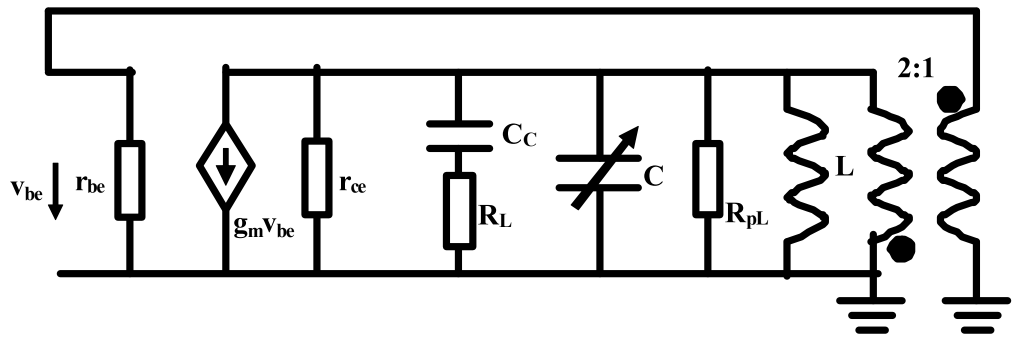
$$= \frac{1}{2\times 3.14\times 2\times 10^{6}\times 0.1\times 10^{-6}} = 0.8\Omega$$

视为交流短路



等效电路元件参量

R_L=1kΩ；耦合电容**C_C=10pF**；变压器为全耦合变压器，变压比**n=2**，谐振电感**L=30μH**，无载**Q**值为**400**；谐振电容**C**可调，使得振荡频率为**2MHz**。



$$g_m \approx 4mS$$

$$C \approx \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \times L} = \frac{1}{(2\times 3.14\times 2\times 10^6)^2 \times 30\times 10^{-6}} = 211pF$$

$$r_{be} \approx 100k\Omega$$

$$R_{pL} = Q_0\omega_0 L = 400\times 2\times 3.14\times 2\times 10^6 \times 30\times 10^{-6} = 150k\Omega$$

$$r_{ce} \approx 1000k\Omega$$

$$C_C = 10pF \qquad R_L = 1k\Omega$$

等效电路 分离化简

放大器网络分离：理想受控源

理想受控源之外的全部划分到反馈网络中

$$R_{p1} = r_{ce} \parallel R_{pL}$$
$$= 1000k\Omega \parallel 150k\Omega = 130k\Omega$$

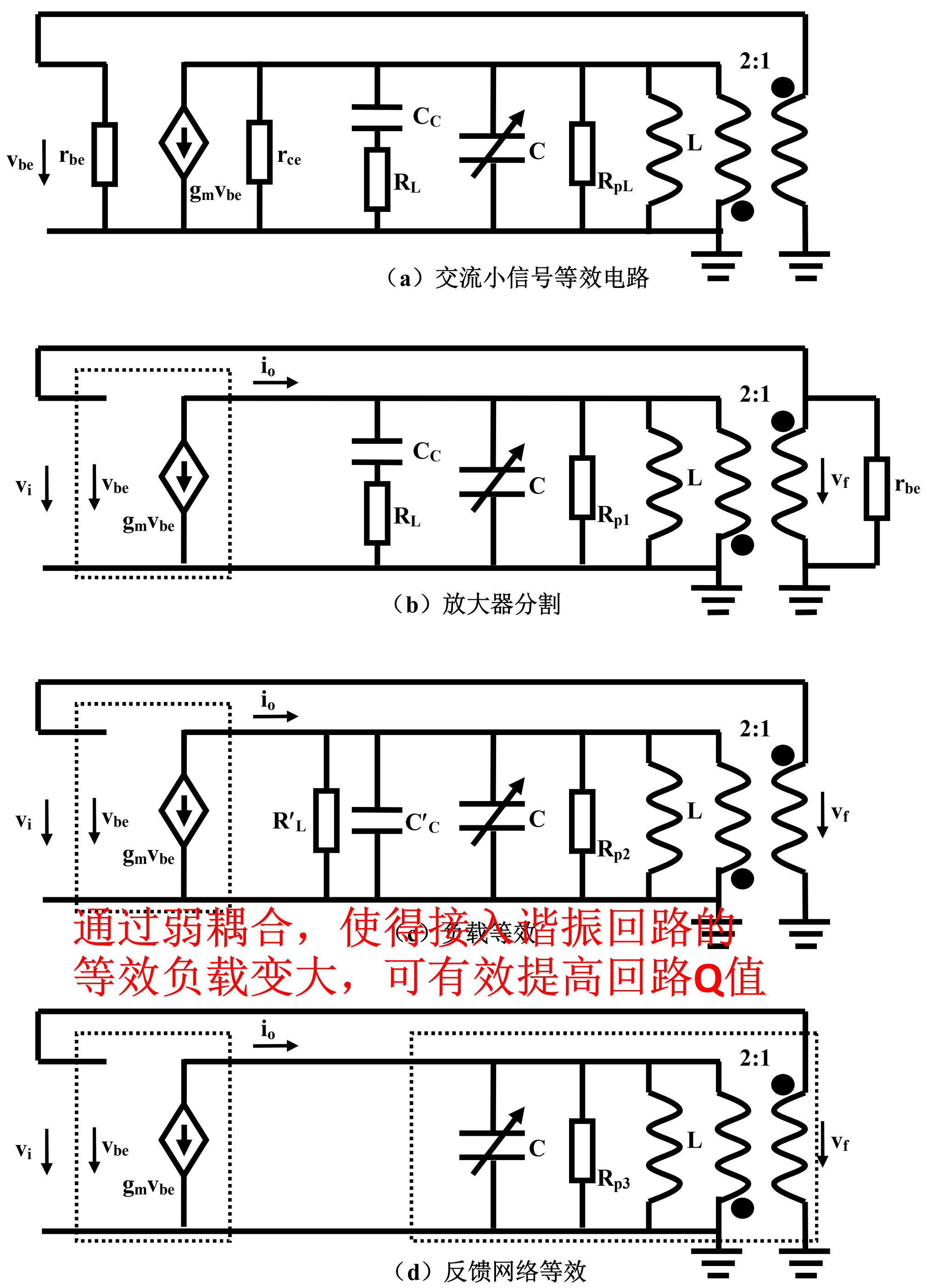
$$R_{p2} = R_{p1} \parallel n^2 r_{be}$$
$$= 130k\Omega \parallel 400k\Omega = 98k\Omega$$

$$Q_C = \frac{1}{\omega_0 R_L C_C} = 8$$

$$R_L' = \left(1 + Q_C^2\right) R_L = 64.3k\Omega$$

$$C_C' = \frac{C_C}{1 + Q_C^{-2}} = 9.8pF$$

$$R_{p3} = R_{p2} \parallel R_L'$$
$$= 98k\Omega \parallel 64k\Omega = 39k\Omega$$



（a）交流小信号等效电路

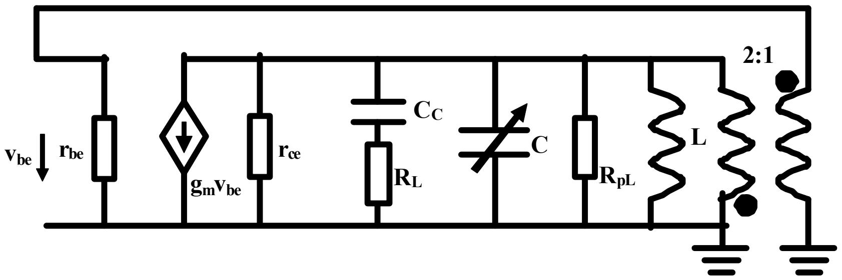
（b）放大器分割

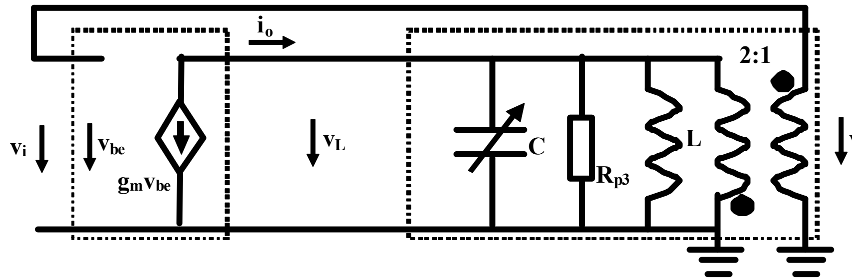
（c）负载等效

（d）反馈网络等效

通过弱耦合，使得接入谐振回路的等效负载变大，可有效提高回路Q值

放大网络与反馈网络





$$\varphi_{A_0F} = 0$$

正反馈条件（频率平衡条件）
决定振荡频率

$$\omega_{osc} = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi \times 2MHz$$

$$|A_0 F| > 1$$

起振条件是否满足？

$$T_0 = A_0 F(j\omega_0) = (-g_m)\cdot\left(-\frac{R_{p3}}{n}\right) = \frac{1}{n} g_m R_{p3}$$

$$= \frac{1}{2} \times 4mS \times 39k\Omega = 78 > 1$$

$$A_0 = G_{m0} = \frac{i_o}{v_i} = -g_m$$

$$F = \frac{\dot{V}_F}{\dot{I}_o} = -\frac{1}{n}\frac{\dot{V}_L}{\dot{I}_o}$$

$$= -\frac{1}{n}\left(R_{p3} \parallel j\omega L \parallel \frac{1}{j\omega C}\right)$$

$$= -\frac{1}{n} R_{p3} \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

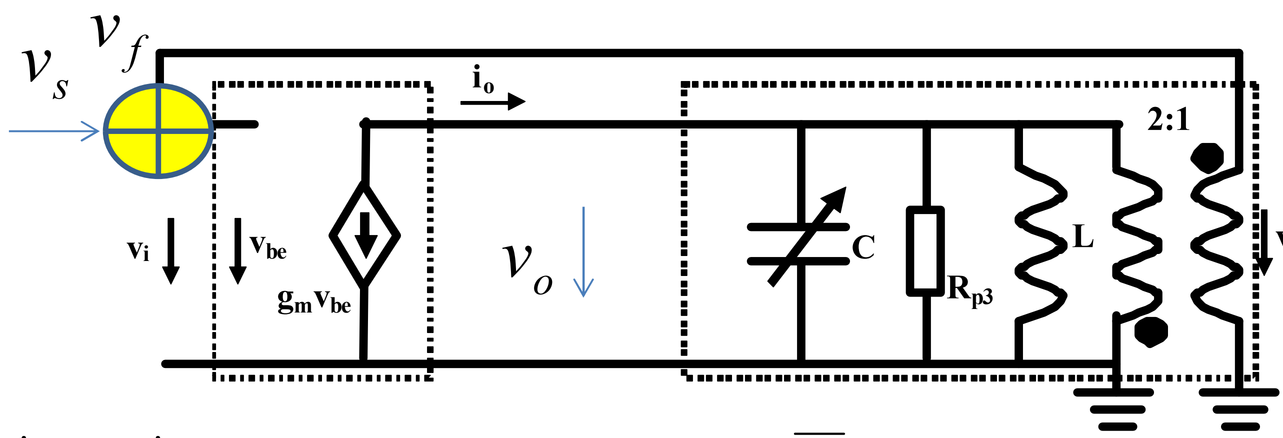
$$Q = R_{p3}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$= 39 \times 10^3 \times \sqrt{\frac{211 \times 10^{-12}}{30 \times 10^{-6}}}$$

$$= 103 >> 1$$

准线性分析

传函



$$A_{vF}=\frac{\dot V_o}{\dot V_s}=\frac{\dot V_o}{\dot V_i-\dot V_f}=\frac{1}{\frac{\dot V_i}{\dot V_o}-\frac{\dot V_f}{\dot V_o}}=\frac{1}{\frac{1}{-\overline{g_m}Z_L}+\frac{1}{n}}=\frac{-\overline{g_m}Z_L}{1-\overline{g_m}Z_L\frac{1}{n}}$$

从正反馈放大器角度分析

$$=\frac{-\overline{g_m}\dfrac{R_{p3}}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}}{1-\overline{g_m}\dfrac{R_{p3}}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}\dfrac{1}{n}}=\frac{-\overline{g_m}R_{p3}}{1-\overline{g_m}R_{p3}\frac{1}{n}+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

$$=\frac{\overline{A_v}}{1-\overline{A_v}F}\frac{1}{1+j\dfrac{Q}{1-\overline{g_m}R_{p3}\frac{1}{n}}\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}=\overline{A_{vf}}\frac{1}{1+j\overline{Q_F}\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

$$=\overline{A_{vf}}\frac{2\overline{\xi_F}\omega_0 s}{s^2+2\overline{\xi_F}\omega_0 s+\omega_0^2}$$

$$\overline{A_{vf}}=\frac{\overline{A_v}}{1-\overline{A_v}F}$$

$$\overline{A_v}=-\overline{g_m}R_{p3}$$

$$F=-\frac{1}{n}$$

$$\xi_F=\frac{1}{2Q_F}=\frac{1-\overline{g_m}R_{p3}\frac{1}{n}}{2Q}=\frac{1-\overline{A_v}F_0}{2Q}$$

准线性分析：特征根变化

$$H_F = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\overline{A_v}}{1-\overline{A_v}F} \frac{2\overline{\xi_F}\omega_0 s}{s^2 + 2\overline{\xi_F}\omega_0 s + \omega_0^2}$$

$$\overline{\xi_F} = \frac{1}{2\overline{Q_F}} = \frac{1-\overline{g_m}R_{p3}\frac{1}{n}}{2Q} = \frac{1-\overline{A_v}F}{2Q}$$

起振阶段：电路中由噪声激励，信号极为微弱，

$$\overline{g_m} = g_m = 4mS$$

$$\overline{A_v} = A_{v0} = -g_m R_{p3} = -4mS \times 39k\Omega = -156$$

$$T_0 = A_{v0}F_0 = (-156)\times(-0.5) = 78 >> 1$$

$$\xi_{F0} = \frac{1-A_{v0}F_0}{2Q} = \frac{1-78}{2\times 103} = -0.374$$

$$\overline{\lambda_{1,2}} = \left(-\overline{\xi_F} \pm j\sqrt{1-\overline{\xi_F}^2}\right)\omega_0$$

特征根是位于右半平面的共轭复根
增幅正弦振荡

随着振荡幅度增加，准线性跨导随幅度反比下降，直至**T=AF=1**，幅度不再增加，此时

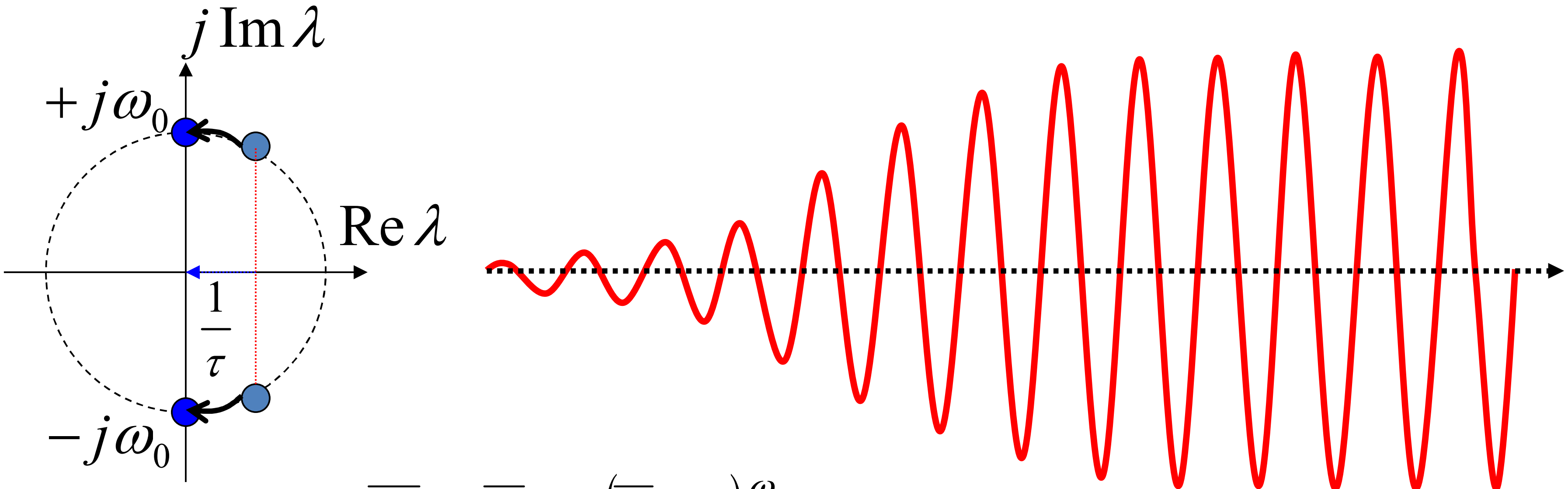
$$\overline{\xi_F} = \frac{1-\overline{A_v}F}{2Q} = 0$$

$$\overline{\lambda_{1,2}} = \pm j\omega_0$$

特征根是位于虚轴的两个共轭纯虚根：
正弦波振荡

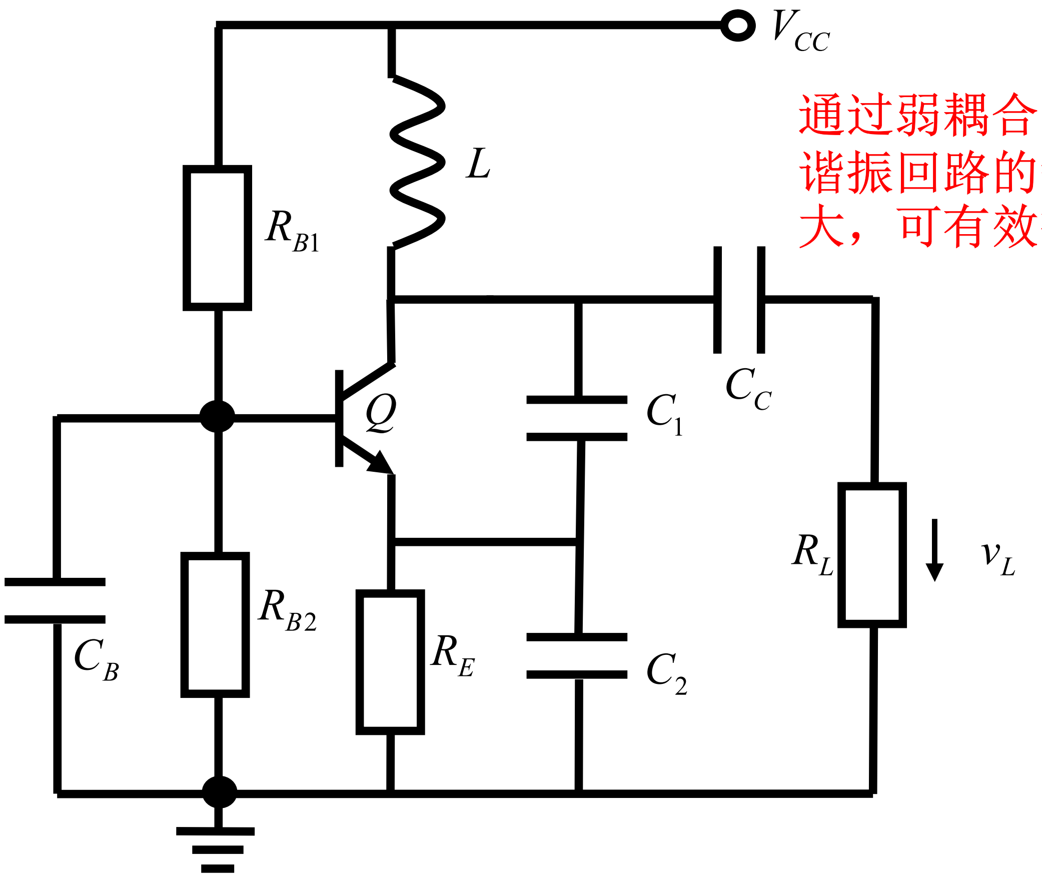
起振过程中的特征根变化

- 准线性分析表明，起振过程就是发散的二阶系统的特征根从右半平面到左半平面方向移动的过程，当移到虚轴上后，即进入到平衡状态
  - 准线性跨导增益随幅度增加而减小的变化是单调的，可获得稳定的等幅的正弦波输出

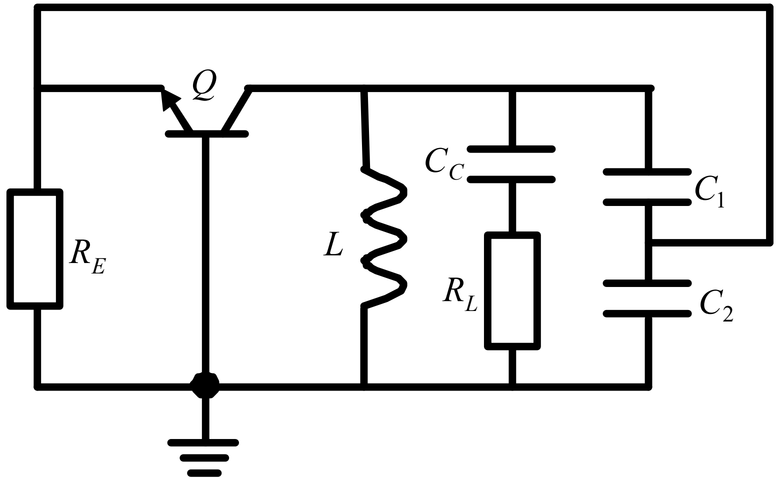


$$\mathrm{Re}\,\overline{\lambda_{1,2}} = -\overline{\xi_F}\omega_0 = \left(\overline{A_v}F - 1\right)\frac{\omega_0}{2Q}$$

例四：电容三点式振荡器

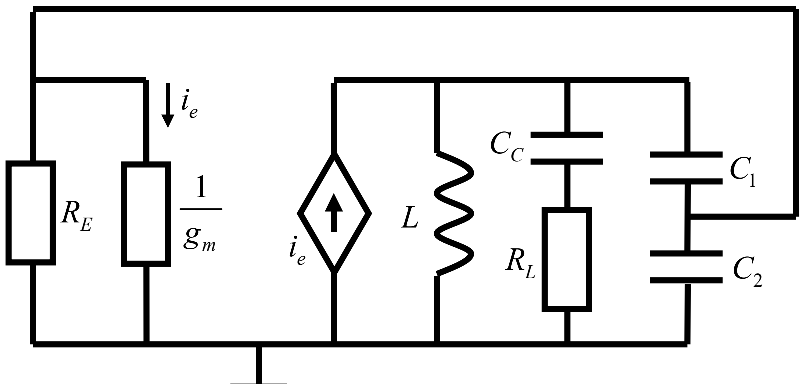


通过弱耦合，使得接入谐振回路的等效负载变大，可有效提高回路**Q**值



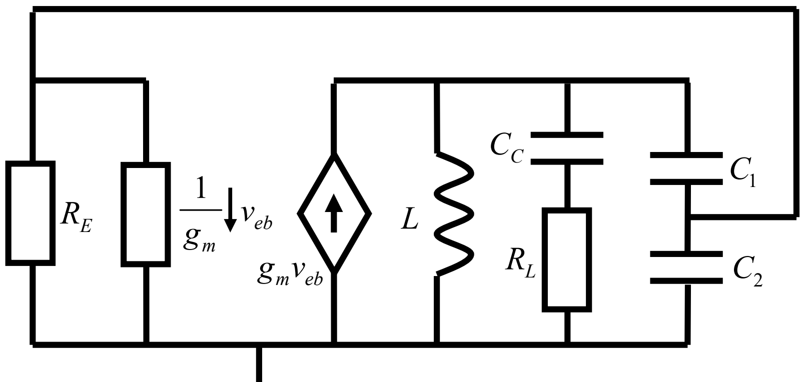
只要是三点式结构即是正反馈结构，晶体管的地在哪里并无关系：共基组态的电容三点式振荡器

放大网络与反馈网络的分离



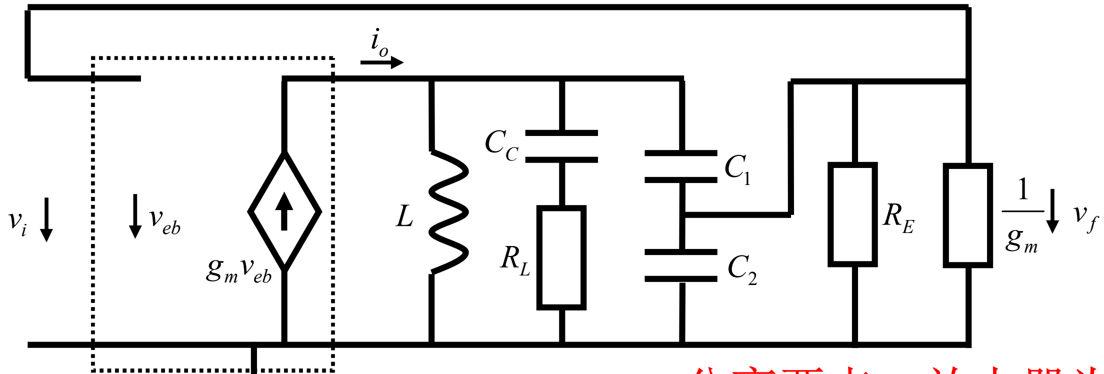
（a）电流缓冲器模型

共基组态晶体管为电流缓冲器



（b）跨导器模型

转换为跨导器模型便于分析



（c）放大网络分离

分离要点：放大器为理想受控源
剩下的全部做为反馈网络的一部分

反馈网络化简

$$R_e = R_E \parallel \frac{1}{g_m}$$

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

$$Q_C = \frac{1}{\omega_0 R_L C_C} >> 1$$

$$R'_L = \left(1 + Q_C^2\right) R_L \approx Q_C^2 R_L$$

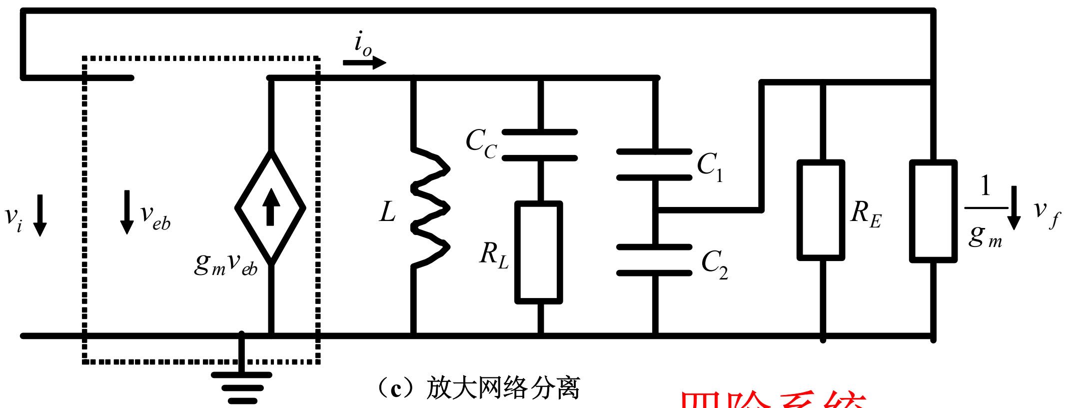
$$C'_C = \frac{C_C}{1 + Q_C^{-2}} \approx C_C$$

$$R_{pL} = Q_0 \omega_0 L$$

$$R_p = R_{pL} \parallel R'_L \parallel \frac{R_e}{p^2}$$

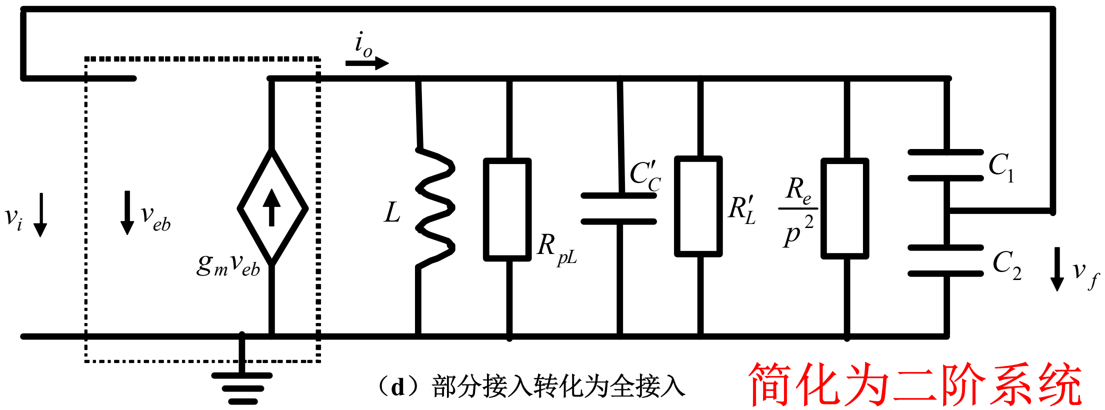
$$= \frac{1}{G_{pL} + \frac{1}{Q_C^2} G_L + p^2 G_E + p^2 g_m}$$

$$= \frac{1}{G_{eL} + p^2 g_m}$$



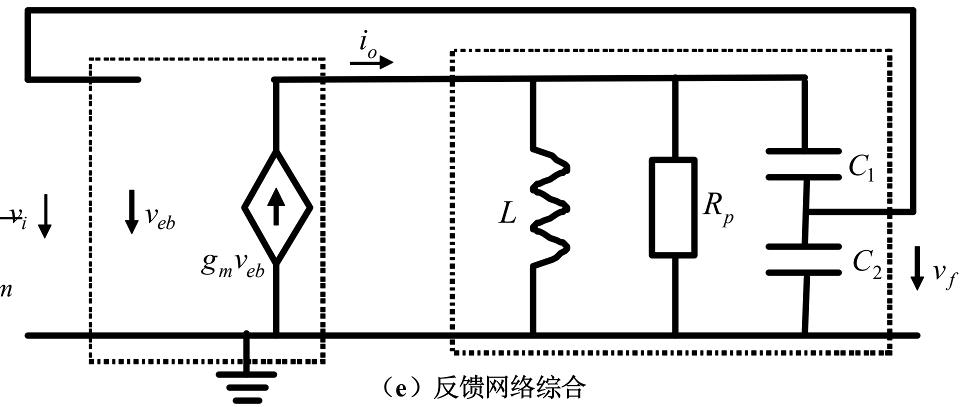
（c）放大网络分离

四阶系统



（d）部分接入转化为全接入

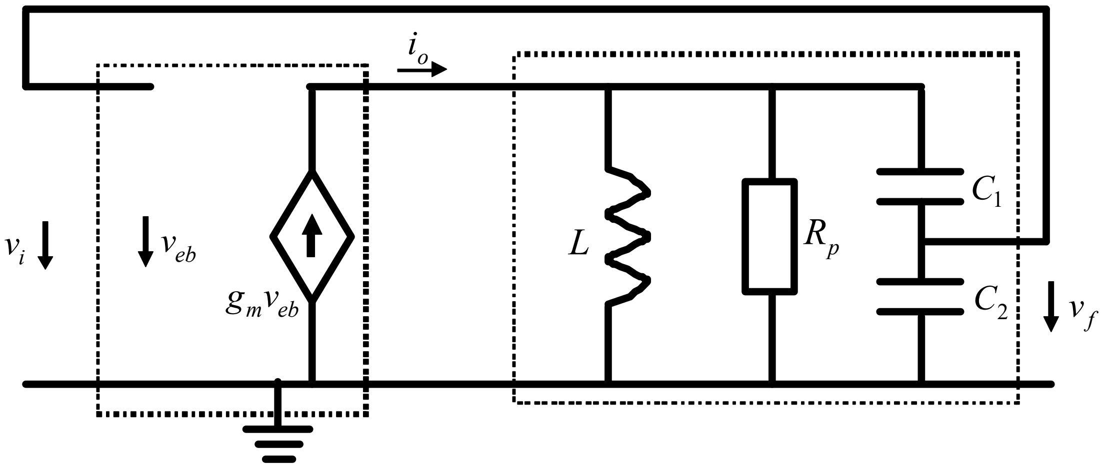
简化为二阶系统



（e）反馈网络综合

也可不做简化进行分析，但是极度复杂，见习题课

起振条件



$$R_p = \frac{1}{G_{eL} + p^2 g_m}$$

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

$$A_0 = \frac{\dot{I}_o}{\dot{V}_i} = g_m \qquad Q = R_p\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$F = \frac{\dot{V}_f}{\dot{I}_o} \approx p\frac{\dot{V}'_L}{\dot{I}_o} = p\cdot\left(R_p \parallel j\omega L \parallel \frac{1}{j\omega C}\right) = p\frac{R_p}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

环路增益

$$T_0 = A_0 F = p g_m \frac{R_p}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

$$\varphi_{T_0}(\omega_{osc}) = 0 \Rightarrow \omega_{osc} = \omega_0$$

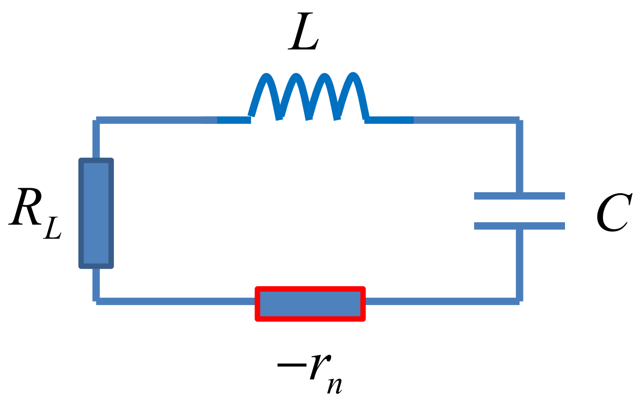
正反馈条件（频率平衡条件）
决定振荡频率

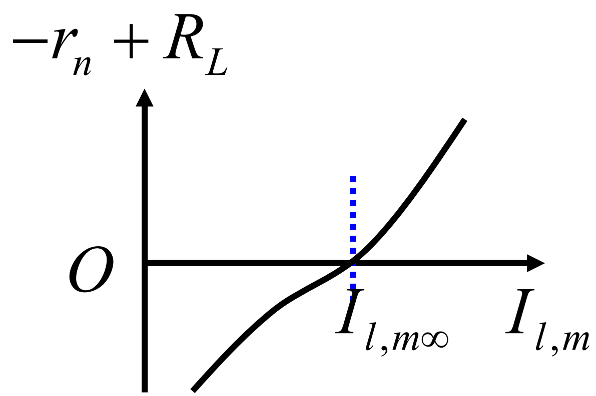
$$\left|T_0(j\omega_{osc})\right| = \left|A_0 F\right| > 1 \Rightarrow p g_m > G_p = p^2 g_m + G_{eL}$$

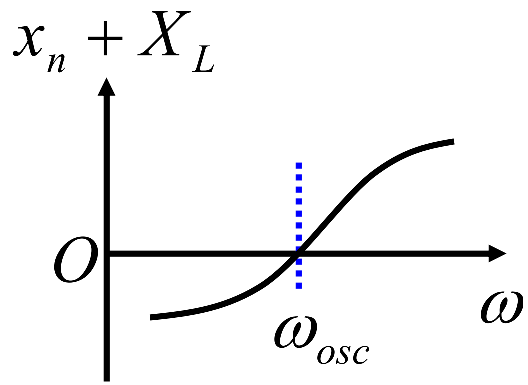
$$g_m > \frac{G_{eL}}{p(1-p)}$$

起振条件和上节课负阻原理推出结果完全一致

总结：振荡条件（1：LC串联S型负阻）

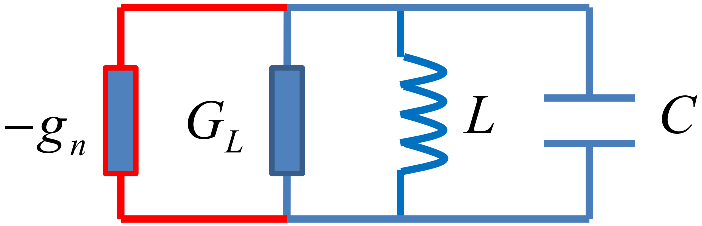


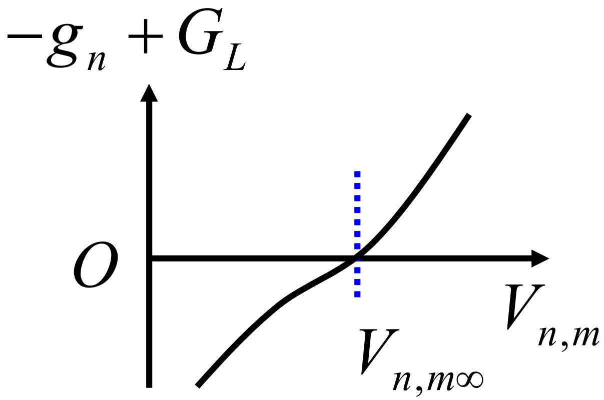


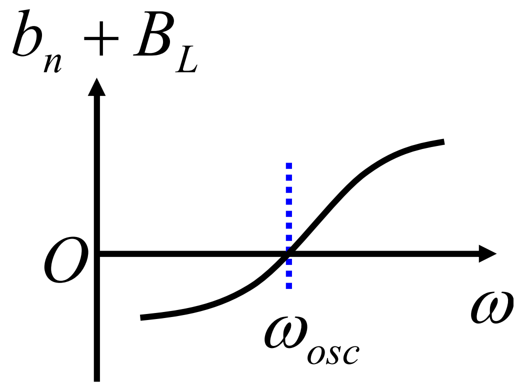


		实部条件	虚部条件
串联型LC S型负阻串入 串联LC谐振腔 可满足稳定条件	起振条件	$\overline{r_n}(0) = r_{n0} > R_L$	$x_n(\omega_{osc}) + X_L(\omega_{osc}) = 0$
	平衡条件	$\overline{r_n}(I_{m\infty}) = R_L$	$x_n(\omega_{osc}) + X_L(\omega_{osc}) = 0$
		$I_m = I_{m\infty}$ （平衡点）	$\omega_{osc} = \omega_0$ （平衡点）
	稳定条件	$\left.\frac{\partial(-\overline{r_n} + R_L)}{\partial I_m}\right\vert_{I_m = I_{m\infty}} > 0$ $\left.\frac{\partial \overline{r_n}}{\partial I_m}\right\vert_{I_m = I_{m\infty}} < 0$	$\left.\frac{\partial(x_n + X_L)}{\partial \omega}\right\vert_{\omega = \omega_{osc}} > 0$

总结：振荡条件（2：LC并联N型负阻）



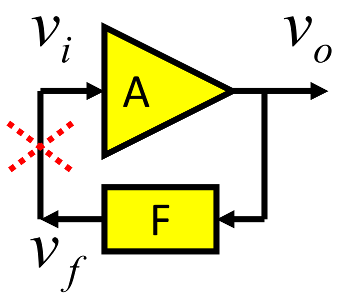




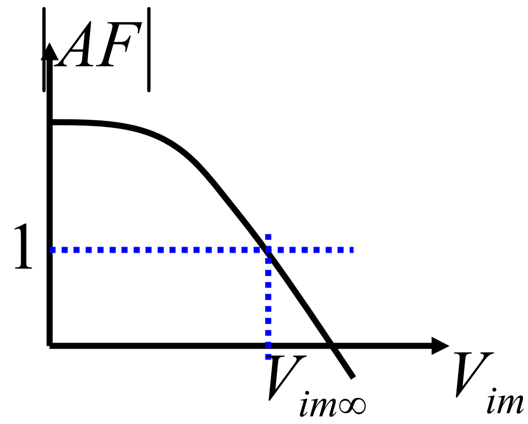
		实部条件	虚部条件
并联型LC N型负阻并入 并联LC谐振腔 可满足稳定条件	起振条件	$\overline{g_n}(0)=g_{n0}>G_L$	$b_n(\omega_{osc})+B_L(\omega_{osc})=0$
	平衡条件	$\overline{g_n}(V_{m\infty})=G_L$	$b_n(\omega_{osc})+B_L(\omega_{osc})=0$
		$V_m=V_{m\infty}$（平衡点）	$\omega_{osc}=\omega_0$（平衡点）
	稳定条件	$\left.\frac{\partial(-\overline{g_n}+G_L)}{\partial V_m}\right\vert_{V_m=V_{m\infty}}>0$	$\left.\frac{\partial(b_n+B_L)}{\partial\omega}\right\vert_{\omega=\omega_{osc}}>0$

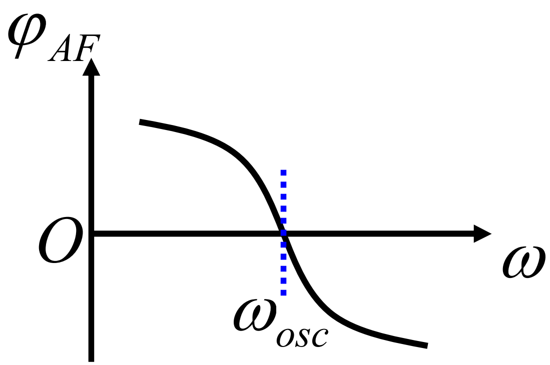
$$\left.\frac{\partial\overline{g_n}}{\partial V_m}\right|_{V_m=V_{m\infty}}<0$$

总结：起振条件（3：正反馈）



$AF = |AF| e^{j\varphi_{AF}}$

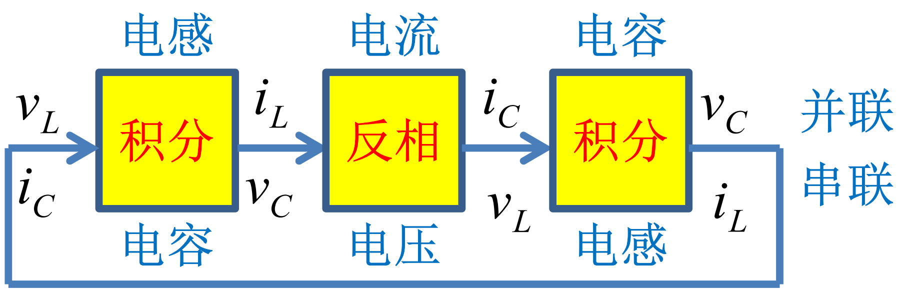




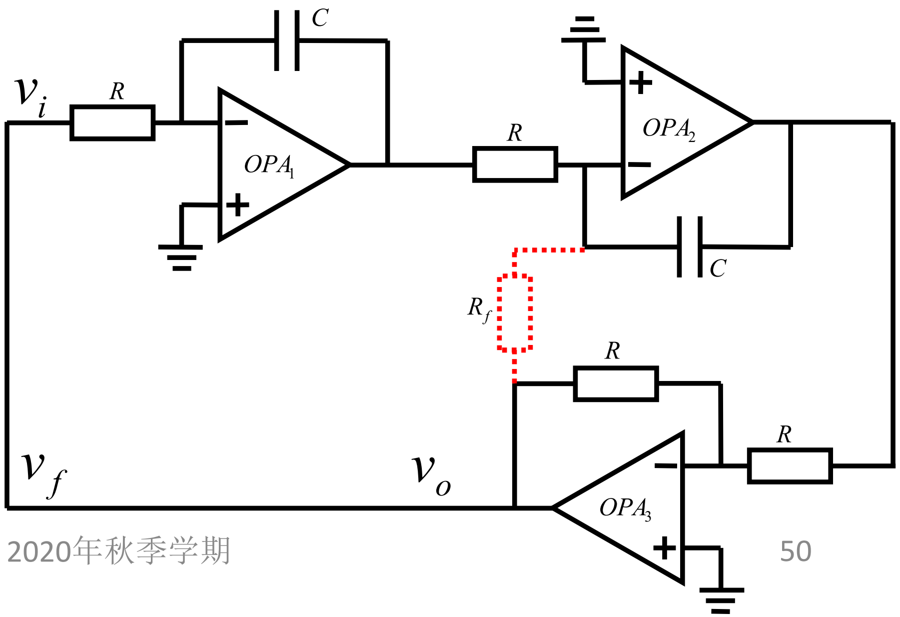
	幅度条件	相位条件
起振条件	$\lvert\bar{A}(0)F\rvert = \lvert A_0 F\rvert > 1$	$\varphi_{A_0F}(\omega_{osc}) = 0$（正反馈条件）
平衡条件	$\lvert\bar{A}F\rvert = 1$	$\varphi_{\bar{A}F}(\omega_{osc}) = 0$（正反馈条件）
	$V_{im} = V_{im\infty}$ （平衡点 ）	$\omega_{osc} = \omega_0$ （平衡点 ）
稳定条件	$\dfrac{\partial\lvert\bar{A}F\rvert}{\partial V_{im}}\Big\vert_{V_{im}=V_{im\infty}} < 0$	$\dfrac{\partial\varphi_{\bar{A}F}}{\partial\omega}\Big\vert_{\omega=\omega_{osc}} < 0$
$T = \bar{A}F = \lvert\bar{A}F\rvert e^{j\varphi_{\bar{A}F}} = \lvert T\rvert e^{j\varphi_T}$		

作业1 双积分正弦波振荡器

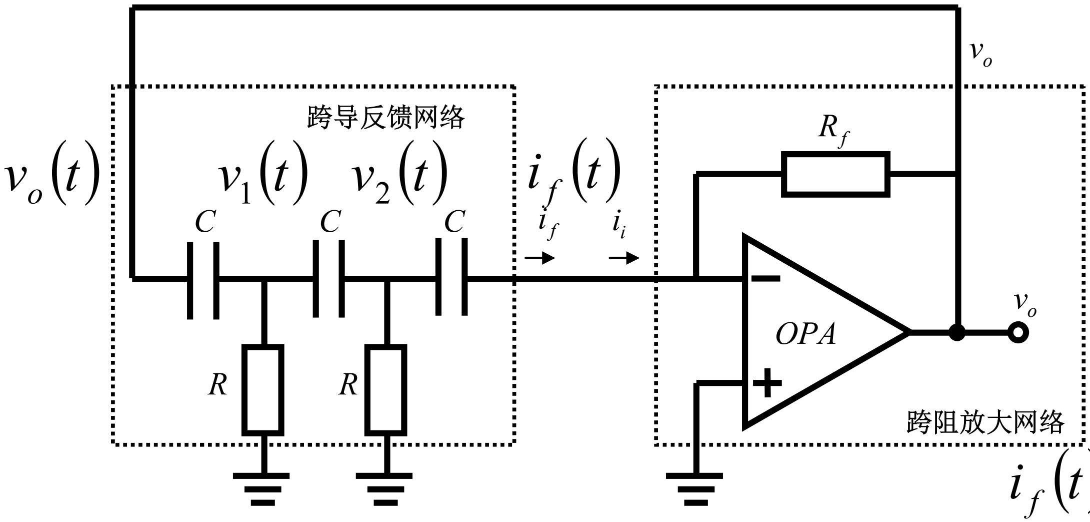
- 如图**E10.4.11**所示，**OPA$_1$**及其周边**RC**构成第一个**RC**反相积分器，**OPA$_2$**及其周边**RC**构成第二个**RC**反相积分器，**OPA$_3$**及其周边**R**构成一个反相器，原则上说，构成的‘积分器－积分器－反相器’闭环可以形成正弦波振荡器。电路调试中还需要外加一个**R$_f$**电阻，该电路才能自激振荡，考察原因，并说明该正弦波振荡器的振荡频率为多少？



正弦振荡器平衡原理模型



作业2 超前RC移相正弦波振荡器



$$v_o(t) = V_{om}\cos\omega_{osc}t$$

$$v_1(t) = V_{1m}\cos(\omega_{osc}t + \Delta\varphi_1)$$

$$v_2(t) = V_{2m}\cos(\omega_{osc}t + \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)$$

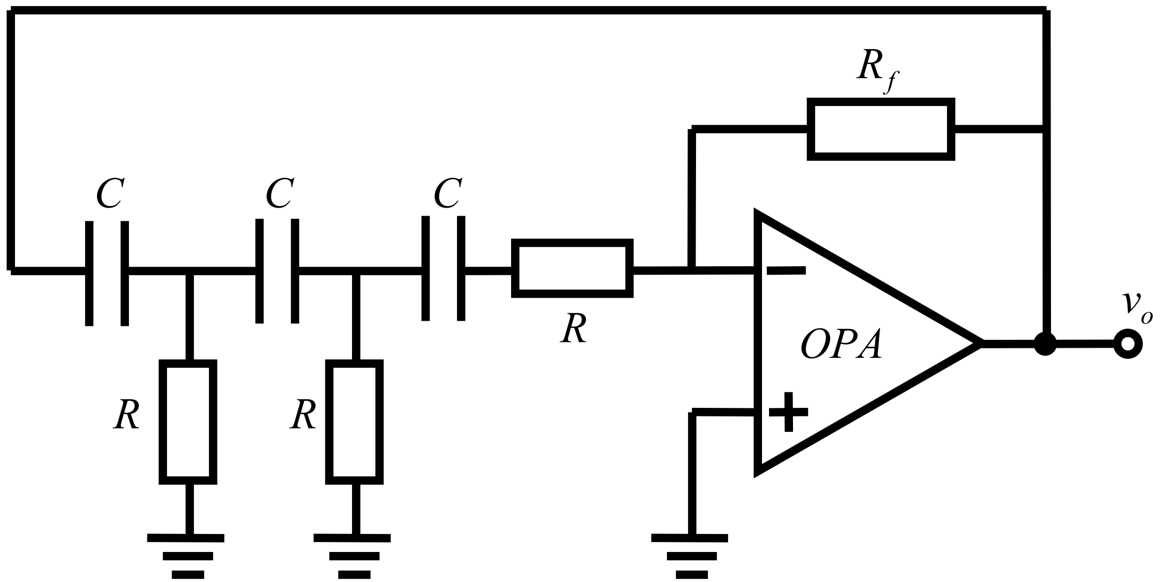
$$i_f(t) = I_{fm}\cos(\omega_{osc}t + \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3)$$

- 请分析确认输出$\mathbf{v_o}$电压经第一级**RC**高通后相位超前多少度？经第二级**RC**高通后相位又超前多少度？经第三级单电容理想微分网络（电容电压转化为电容电流），相位又超前多少度？验证相位总共超前度数为**180°**，和后面的反相跨阻放大的**180°**抵偿，恰好形成正反馈。

作业3 超前RC移相正弦波振荡器

- 证明图E10.4.19所示RC移相正弦波振荡器的起振条件为 $R_f > 29R$ ，振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$



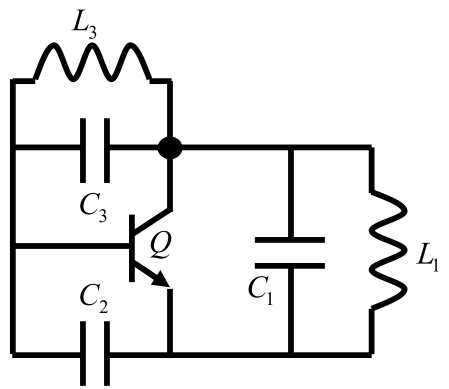
提示：放大网络和反馈网络划分时，应确保放大网络具有理想受控源特性，于是则可将等效受控源之外的所有其他元件全部划分到反馈网络中，如是分析可有效去除负载效应，获得正确的分析结果。

作业4 三点式LC振荡

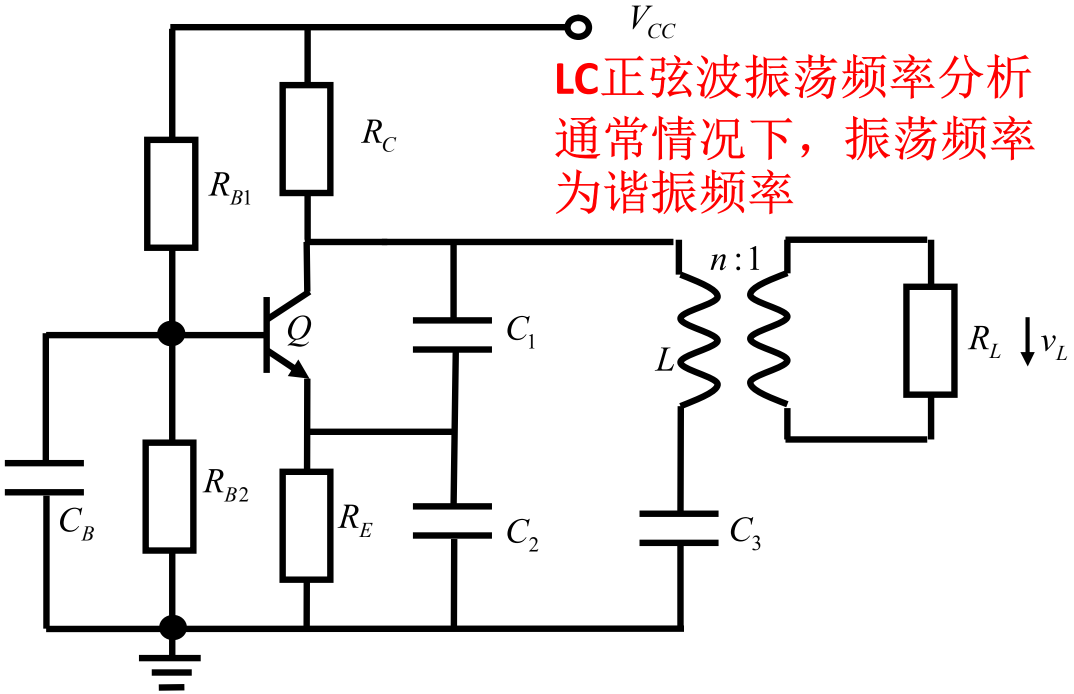
- 图**E10.4.27**是某振荡电路去除电阻影响后剩下的纯电抗元件和晶体管的三点式连接关系图，已知

$$f_{01}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}=1MHz \qquad f_{03}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_3C_3}}=1.1MHz$$

  – 请问该振荡器有无可能振荡？如果可能振荡，振荡频率大约为多少？



作业5
克拉泼振荡器



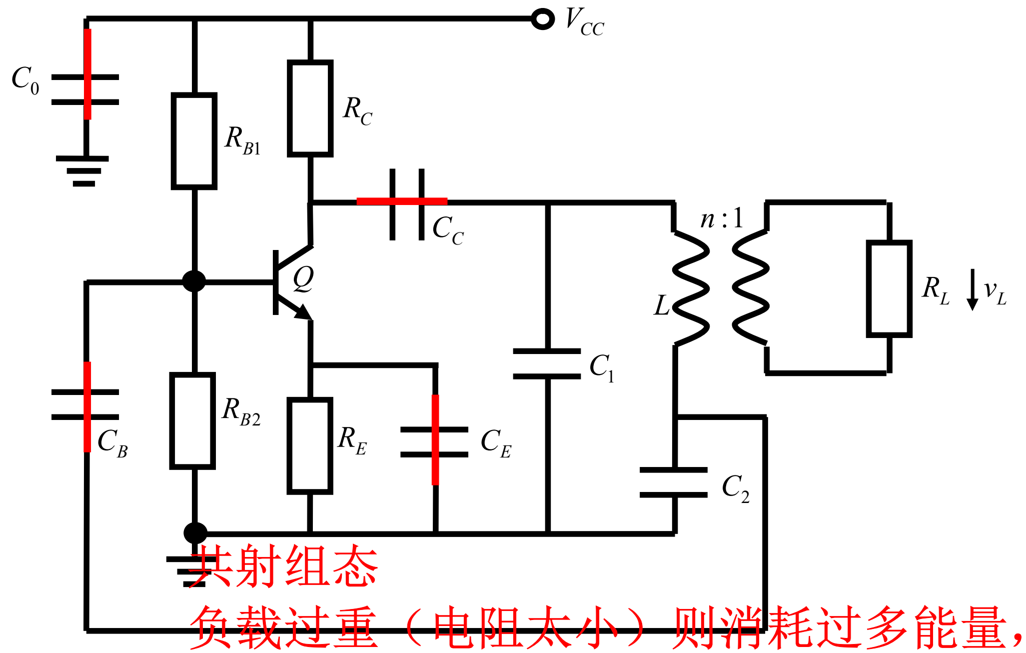
LC正弦波振荡频率分析
通常情况下，振荡频率为谐振频率

想方设法地提高频率稳定度
提高谐振腔Q值
降低谐振腔外影响

- 克拉泼电路，通过加入一个和电感串联的小电容C_3，使得谐振腔外元件（包括晶体管）对谐振腔的影响减弱
  - 三点式谐振电容C_1=200pF，C_2=200pF，克拉泼电容C_3=20pF
  - 谐振电感L=10μH
  - 晶体管寄生电容C_{be}=30pF
  - 振荡频率为多少？
- 如果没有C_3电容，C_1=C_2=24pF，振荡频率为多少？
- 晶体管寄生电容C_{be}随温度变化有±10%的变化，有克拉泼电容和无克拉泼电容，两种情况下，振荡频率随C_{be}变化分别为多少？

作业6 起振条件（选作）

- 图E10.4.26是由共射组态BJT构成的电容三点式LC振荡器。其中偏置电阻R_{B1}=68kΩ，R_{B2}=5.6kΩ，R_E=1kΩ，R_C=3.3kΩ；耦合电容、旁路电容及电源滤波电容 C_B、C_C、C_E、C_0 均为0.1μF大电容；三点式谐振电容C_1=300pF，C_2=1000pF；变压器为2:1全耦合变压器，电感L可调谐，使得振荡频率为1MHz，电感的无载Q值为100；电源电压V_{CC}=12V，负载电阻R_L=1kΩ；晶体管电流增益β=400，厄利电压V_A=100V。分析该电路的起振条件，如果能够起振，负载电阻变化到多少则不能振荡？如果不能起振，负载电阻变化到多少则可起振？



共射组态

负载过重（电阻太小）则消耗过多能量，晶体管等效负阻无法提供足够补充能量，不满足起振条件

$$g_m > \frac{G_{eL}}{p(1-p)} \approx \frac{G'_L}{p(1-p)}$$

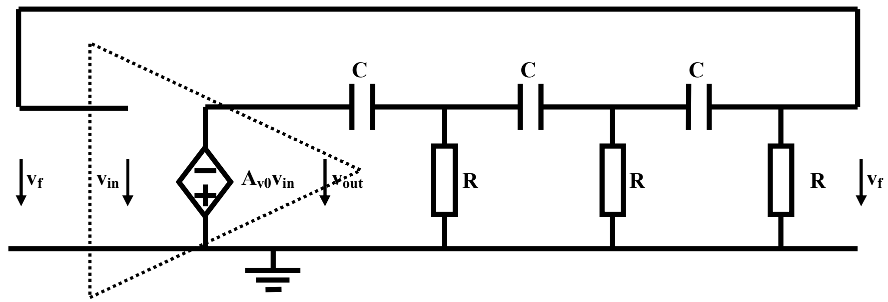
$$R_L \approx> \frac{1}{n^2 g_m p(1-p)} \approx \frac{1}{n^2 g_m p(1-p)}$$

$$= \frac{1}{4\times 8m \times 0.23 \times 0.77} = 176\Omega$$

用共基结果

只考虑负载损耗的粗略估算

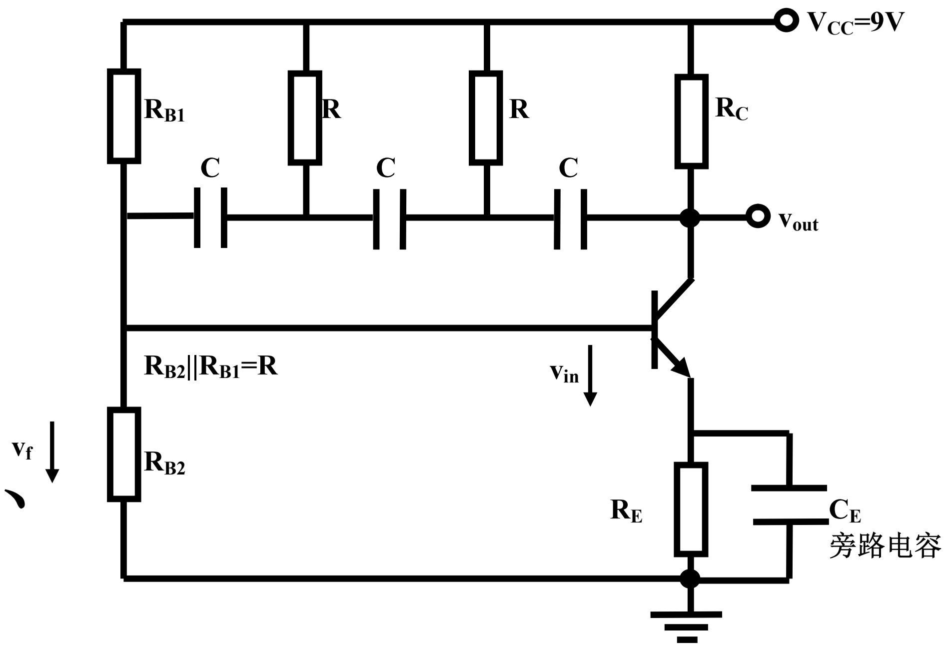
CAD仿真



- 某同学希望设计一个**RC**超前移相正弦波振荡器，他首先做了如下的原理性分析，如图**a**所示，一个理想反相电压放大器（理想压控压源）使得电压信号移相**180°**，其后通过三级**RC**高通网络电压信号再移相**180°**，电压信号环路一周共移相**360°**（或**0°**），从而形成正反馈连接，只要压控压源电压控制系数A_{v0}足够高，其向外提供的能量补偿了**RC**网络消耗的能量，则可在正反馈频点上形成正弦振荡。请分析并证明该原理性**RC**移相正弦波振荡器的起振条件为$A_{v0}>29$，振荡频率为

$$f_{osc}=\frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$

- 在分析确认该原理性电路可以形成正弦振荡输出后，该同学试图用**CE**组态的**BJT**晶体管实现其中的反相电压放大功能。他挑选了电流增益β极大、厄利电压**V_A**极高的某型号的晶体管，从而后续分析中**BJT**交流小信号模型中的**r_{be}**和**r_{ce}**均可视为无穷大电阻，由于设计的振荡频率 $f_{osc}=6kHz$ 比较低，**BJT**的寄生电容影响无需考虑，从而晶体管被建模为理想压控流源。



该同学给出了如图**8b**所示的电路设计，他没有对这个电路进行进一步的交流小信号分析，而是直接依照对图**8a**电路的分析给出如下设计方案：由于振荡频率设计值为**6kHz**，取

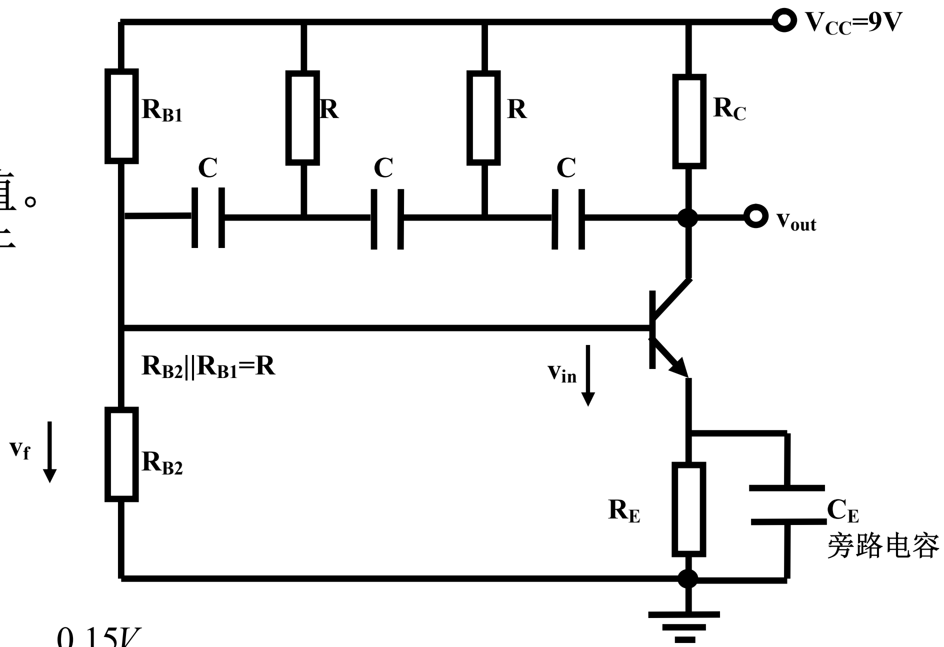
$$R=3.3k\Omega$$

$$C=3.3nF$$

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}=5.97kHz\approx 6kHz$$

晶体管直流偏置电路直接给定如下，取 **R_{B2}=3.6kΩ**，**R_{B1}=39.6kΩ**，如是 **$R_{B1}||R_{B2}$=R=3.3kΩ**确保移相电阻取值如设计值。在β极大的情况下，晶体管基极电压近似等于 **R_{B2}**分压，

$$V_{B0} = \frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}} V_{CC} = 0.75V$$



晶体管发射结二极管导通电压为**0.6V**，故而发射极电压为 $V_{E0} = V_{B0} - 0.6 = 0.15V$

取**R_E=330Ω**使得晶体管偏置电流 $I_{C0} \approx I_{E0} = \frac{V_{E0}}{R_E} = \frac{0.15V}{330} = 0.455mA$

不是很大，从而电路功耗较低。此时跨导增益 $g_m = \frac{I_{C0}}{v_T} \approx \frac{0.455mA}{26mV} = 17.5mS$ 因而只要

$R_C > 1.66k\Omega$ 即可确保反相电压放大倍数 $A_{v0} = g_m R_C > 29$ 于是他取值 $R_C = 2k\Omega$

画出交流小信号电路，确认图b振荡器的起振条件到底是什么？这里假设R首先人为给予确定，分析对g_m和R_C有何要求，图b振荡器方可振荡？

上述该同学给定的设计方案是否可以振荡？如果可以振荡，振荡频率为多少？偏离设计值多少？如果不能振荡，请给出一个可以振荡的R_C取值，并给出对应振荡频率，说明偏离设计值多少？最后通过CAD仿真确认你的分析？如果仿真和分析不符，分析原因。