线电知识点简要整理

系统函数：

$$H(S)=K\frac{(S-z_1)(S-z_2)\cdots(S-z_m)}{(S-p_1)(S-p_2)\cdots(S-p_n)}=K\frac{\prod_{i=1}^{m}(S-z_i)}{\prod_{j=1}^{n}(S-p_j)}$$

$$H(S)=K'\frac{\prod_{i=1}^{m}\left(1-\frac{S}{z_i}\right)}{\prod_{j=1}^{m}\left(1-\frac{S}{p_j}\right)}$$

1.无论哪种表述形式都可以，即答题时如果没有明确要求，可以不用标准化

2.分子多项式根称为系统函数零点，分母多项式根称为系统函数极点，二者都为实数或者共轭复数，即共轭零极点成对存在。稳定系统的极点只能存在于左半平面（不含虚轴）。

3.系统函数和系统单位冲激响应为拉普拉斯变换对。

将 $H(S)$ 的极点用标记"×"、零点用标记"。"画在复频率 S 平面上，便可获得 $H(S)$ 的极点、零点分布图。

教材例题：

例 1.1 对于图 1.1.2 所示电路，求出其复频域中的阻抗传递函数 $V_2(S)/I_1(S)$。

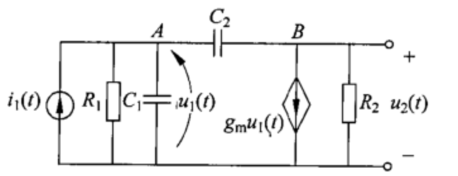

图 1.1.2 例 1.1 图

解 由于电路元件 R、L、C 在时域 t 中，它们的端电压和流过元件的电流，在零初始状态下，分别满足的关系为

$$u_R(t)=i_R(t)R,\quad u_L(t)=L\frac{\mathrm{d}i_L(t)}{\mathrm{d}t}\quad 和\quad u_C(t)=\frac{1}{C}\int i_C(t)\mathrm{d}t$$

因此，对这些电压电流关系做拉氏变换后得到的复频域中的对应关系分别为：$V_R(S)=I_R(S)\cdot R$，$V_L(S)=SL\cdot I_L(S)$、$V_C(S)=I_C(S)/SC$，所以在 S 域中，电路元件 R、L、C 的运算阻抗分别为 R、SL 和 $1/SC$。因此，在 S 域中列图 1.1.2 的电路方程时，其中的电容的阻抗应写为 $1/SC$。此外将图中的电流源表示成 S 域形式：$I_1(S)$，两个节点电压 $u_1(t)$ 和 $u_2(t)$ 也表示成 S 域形式 $V_1(S)$ 和 $V_2(S)$。在 S 域中，电路仍可采用 KVL 和 KCL 分析，对于图 1.1.2 电路，采用节点电压法分别列出节点 A 和 B 的电流方程

$$\begin{cases}\left(\frac{1}{R_1}+SC_1+SC_2\right)V_1(S)-SC_2V_2(S)=I_1(S)\\-SC_2V_1(S)+\left(\frac{1}{R_2}+SC_2\right)V_2(S)=-g_mV_1(S)\end{cases}$$

从此方程组解得

$$\frac{V_2(S)}{I_1(S)}=\frac{SC_2-g_m}{S^2C_1C_2+SC_2\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+g_m\right)+SC_1\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_1R_2}}$$

从上式看出，该阻抗传递函数有一个零点和两个极点。 ■

系统对于<u>正弦激励信号的稳态响应</u>称为系统的频率响应。(在测试的时候也是用正弦波测试)

原因：由于任何周期性信号都可以分解成不同频率的正弦信号的线性叠加，所以对于正弦信号的频率响应具有普遍意义。

Bode 图:

因此,对 $H(j\omega)$ 的幅值取对数后,将幅值相乘转化为分贝值的相加

$$20\lg|H(j\omega)|=20\lg|K'|+\sum_{i=1}^{m}20\lg\left|1-\frac{j\omega}{z_i}\right|-\sum_{j=1}^{n}20\lg\left|1-\frac{j\omega}{p_j}\right|$$

而 $H(j\omega)$ 的相角也是各个项的相角的相加

$$\phi(j\omega)=(0^\circ\text{ 或 }\pm 180^\circ)+\sum_{i=1}^{m}\arctan\left(\frac{-\omega}{z_i}\right)-\sum_{j=1}^{n}\arctan\left(\frac{-\omega}{p_j}\right)$$

(这里改成-180°)

因此,只要知道式(1.2.11)中的常数项 K' 以及各个极点和零点对于幅频和相频的贡献,然后将它们代数叠加起来就是该系统函数的频率响应了。所以,我们只需要讨论常数项 K'、实数极(零)点和复共轭极(零)点对三种类型的幅频和相频特性。

(线性分析!!!)

由于对于系统函数,极点一定在复平面左半平面,所以,要研究的就是负实极点和实部为负的共轭极点,而对于零点,无此要求,所以要研究,正实零点,负实零点,共轭零点。我们要研究每一种情况,它的对数幅值和相角,从而知道它对于整个系统函数的贡献。把每个元素的分立 Bode 图画好后,线性叠加,即可得到系统函数的 Bode 图。

(1) 常数项 K'

常数 K' 的幅频特性为:$20\lg|K'|$(dB),这是一条与横坐标($\lg\omega$)相平行的水平直线。

常数 K' 的相频特性有两种情况:若 $K'>0$,则 $\phi=0^\circ$;若 $K'<0$,则 $\phi=-180^\circ$。

(2) 负实极点和实零点

负实极点的对数幅值

$$-20\lg\left|1-\frac{j\omega}{p_j}\right|=-20\lg\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{p_j}\right)^2}=-20\lg\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

当 $\omega\ll\omega_0$ 时, $-20\lg\left|1-\frac{j\omega}{p_j}\right|\approx 0\text{dB}$

当 $\omega\gg\omega_0$ 时, $-20\lg\left|1-\frac{j\omega}{p_j}\right|\approx -20\lg\frac{\omega}{\omega_0}(\text{dB})$

频率 ω 比 ω_0 每增加十倍,幅值减小 20dB,即这是一条起始于 ω_0 的,斜率为 -20dB/dec 的直线。以上述两个近似获得的负实极点的幅频响应的渐近线近似如图 1.2.6(a)所示。显然,该渐近线表示的幅频特性与实际特性有一定的误差,最大的误差发生在 $\omega=\omega_0$ 处,其实际的幅值为

$$-20\lg\sqrt{1+1}=-3\text{dB}$$

即在极点 p_j 的转折频率处:幅值的实际值与渐近线的误差为 -3dB。

负实极点的相角为

$$\phi=-\arctan\frac{-\omega}{p_j}=-\arctan\frac{\omega}{\omega_0}$$

对式(1.2.15)作下述近似，当

$$\omega \leqslant 0.1\omega_0 \text{ 时，} \quad -\arctan\frac{\omega}{\omega_0} \approx 0^\circ$$

$$\omega \geqslant 10\omega_0 \text{ 时，} \quad -\arctan\frac{\omega}{\omega_0} \approx -90^\circ$$

$$\omega = \omega_0 \text{ 时，} \quad -\arctan\frac{\omega}{\omega_0} = -45^\circ$$

因此，负实极点的相频特性近似为在 $0.1\omega_0 \sim 10\omega_0$ 区间的一条斜率为 -45°/dec 的直线及 $\omega \geqslant 10\omega_0$ 时的 -90° 水平直线，如图 1.2.6(b)所示。在极点对应的转折频率 $\omega = \omega_0$ 处，$\phi = -45^\circ$。

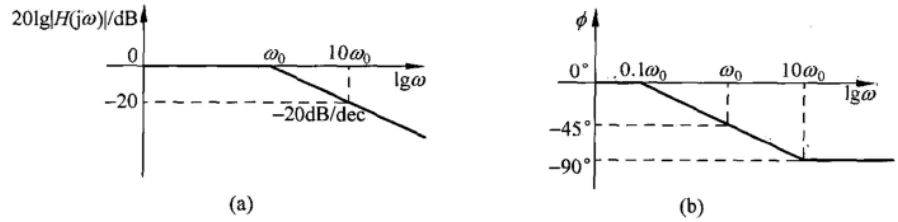

图 1.2.6 负实极点

对于实数零点，有下列三种情况：$z_i > 0$、$z_i < 0$ 和 $z_i = 0$，前两种情况下的幅频特性是相同的：$+20\lg\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{z_i}\right)^2}$，即起始于 $\omega_i = |z_i|$ 的以斜率 $+20$dB/dec 上升的直线。但相频特性却相反，$z_i > 0$ 时的相频特性与负实极点的相同，即在 $0.1\omega_i \sim 10\omega_i$ 间的一条斜率为 -45°/dec 的直线，$\omega \geqslant 10\omega_i$ 时为 -90° 水平直线；而 $z_i < 0$ 时的相频特性为正幅角，因此其是在 $0.1\omega_i \sim 10\omega_i$ 区间的 $+45^\circ$/dec 的直线，$\omega \geqslant 10\omega_i$ 时为 $+90^\circ$ 的水平直线。对于 $z_i = 0$ 的情况，其幅频特性为

$$20\lg|\mathrm{j}\omega| = 20\lg\omega$$

当 $\omega = 1$ 时，上式为 0dB，因此这是一条斜率为 $+20$dB/dec 与水平横坐标(0dB 线)相交于 $\omega = 1$ 的直线，其起点在 ω 接近等于 0 处，由于横坐标取 $\lg\omega$，故在幅频特性左下方的无穷远处。$z_i = 0$ 时的相频特性为 $+90^\circ$。

(3) 复共轭极(零)点对

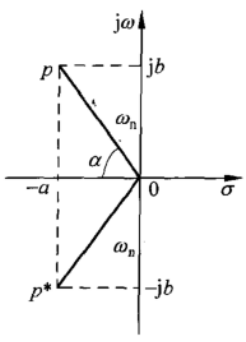

图 1.2.7 复共轭极点对

稳定系统的复共轭极点对的实部为负，即

$$p \cdot p^* = -a + \mathrm{j}b$$

a、b 均为正实数。通常，采用另一组与频率特性相关的参数来描述复共轭极点对，如图 1.2.7 中的 ω_n 和 α，ω_n 是复共轭极点对到原点的距离，称作复共轭极点对的转折频率，$\omega_n = \sqrt{a^2+b^2}$；$\alpha$ 是 ω_n 与实轴的夹角，其单位是角度。为了计算方便，采用 α 的余弦来表示复共轭极点对，并将其称作为复共轭极点对的阻尼系数 $\xi = \cos\alpha = \frac{a}{\sqrt{a^2+b^2}} = \frac{a}{\omega_n}$，因此，用 ω_n 和 ξ 表示的复共轭极点对

$$p \cdot p^* = -\xi\omega_n \pm \mathrm{j}\omega_n\sqrt{1-\xi^2} \tag{1.2.16}$$

有时，也采用复共轭极点对的品质因子 Q 替代上式中的 ξ，品质因子 Q 的定义为

$$Q=\frac{1}{2\xi}$$

因此，复共轭极点对也可表示为

$$p\cdot p^{*}=-\frac{\omega_n}{2Q}\pm \mathrm{j}\,\frac{\omega_n}{2Q}\sqrt{4Q^2-1} \tag{1.2.17}$$

由于 α 在 0°～90°区间，相应的阻尼系数 ξ 在 1～0 之间、相应的品质因子 Q 在 0.5～∞之间。

复共轭极点对的对数幅频值为

$$-20\lg\left|\left(1-\frac{\mathrm{j}\omega}{p}\right)\left(1-\frac{\mathrm{j}\omega}{p^{*}}\right)\right|$$

将式(1.2.16)代入上式得

$$-20\lg\left|\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)+\mathrm{j}\,\frac{2\xi\omega}{\omega_n}\right|=-20\lg\sqrt{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2+\left(\frac{2\xi\omega}{\omega_n}\right)^2} \tag{1.2.18}$$

对式(1.2.18)作下述近似

当 $\omega\ll\omega_n$ 时，　上式等于 $-20\lg1=0\mathrm{dB}$

当 $\omega\gg\omega_n$ 时，　上式等于 $-20\lg\dfrac{\omega^2}{\omega_n}=-40\lg\dfrac{\omega}{\omega_n}$

注意：品质因子和阻尼系数的定义！

因此，复共轭极点对的幅频特性是一条始于 ω_n，斜率为 −40dB/dec 的直线，如图 1.2.8(a) 所示，该渐近线与实际特性的最大误差也在 $\omega=\omega_n$ 处，此时的实际值为

$$-20\lg2\xi=-6\mathrm{dB}-20\lg\xi \tag{1.2.19}$$

显然，$\omega=\omega_n$ 时幅值误差与复共轭极点对的位置有关，即与阻尼系数 ξ 有关，若 $\xi>0.5$(即 $\alpha<60°$、$Q<1$)，该误差值为负值；若 $\xi=0.5$($\alpha=60°$、$Q=1$)，误差为 0；如若 $\xi<0.5$($\alpha>60°$、$Q>1$)，则误差为正值，此时幅频特性将在 $\omega=\omega_n$ 处出现如图 1.2.8 所示的峰值，ξ 越小，峰值越大。

由于幅频特性下降 −3dB 的频率是个特征频率，因此对于复共轭极点对，应该注意的是，当 $\alpha=45°$时的复共轭极点对，其幅频特性在转折频率 ω_n 处的误差恰为 −3dB，此时复极点对的 $\xi=\dfrac{1}{\sqrt{2}}=0.7$，其 $Q=1/\sqrt{2}=0.7$。

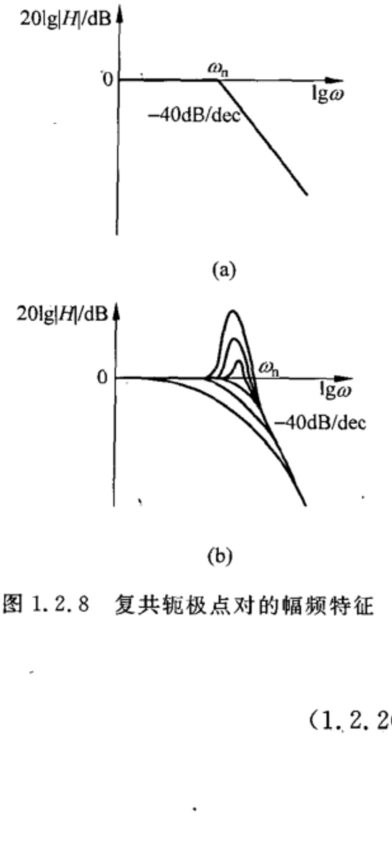

图 1.2.8　复共轭极点对的幅频特征

复共轭极点对的相频值为

$$-\arctan\frac{2\xi\dfrac{\omega}{\omega_n}}{1-\dfrac{\omega^2}{\omega_n^2}} \tag{1.2.20}$$

对式(1.2.20)求下述近似：

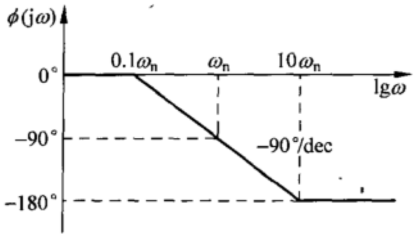

图 1.2.9 复共轭极点对的相频特性渐近线

当 $\omega \leqslant 0.1\omega_n$ 时， 式(1.2.20)为 0°

当 $\omega \geqslant 10\omega_n$ 时， 式(1.2.20)为 -180°

当 $\omega = \omega_n$ 时， 式(1.2.20)为 -90°

因此复共轭极点对的相频特性的渐近线为在 $0.1\omega_n \sim 10\omega_n$ 区间的一条斜率为-90°/dec 的直线以及 $\omega \geqslant 10\omega_n$ 时的-180°的水平直线，如图 1.2.9 所示。该渐近线与 ξ 的大小无关。

例 1.4 已知系统函数 $H(S)=\frac{2\times10^2 S(S+2)}{(S+1)(S+20)}$，画出该系统的频率响应伯德图，并求通带增益和 3dB 截止频率。

解 将 $H(S)$ 写成式(1.2.11)形式

$$H(S) = 20\frac{S\left(1+\frac{S}{2}\right)}{(1+S)\left(1+\frac{S}{20}\right)}$$

即 $K'=20$，$H(S)$ 有两个零点($z_1=0, z_2=-2$)和两个极点($p_1=-1, p_2=-20$)。因此可以分别得出常数项 K' 和每个极点、零点的幅频和相频特性渐近线。

① $K'=20$ 即 $20\lg K'=26\text{dB}$，由于 $K'>0$，相角等于 0。

② 零点 $z_1=0$，其幅频是一条斜率为+20dB/dec、与水平横轴(0dB)相交于 $\omega=1$ 的直线。其相角为+90°。

零点 $z_2=-2$，其幅频为始于 $\omega=2$ 的一条斜率为+20dB/dec 的直线，相频为 $\omega=0.2\sim20$ 区间的一条+45°/dec 直线和 $\omega\geqslant20$ 时的+90°水平直线。

③ 极点 $p_1=-1$，其幅频是一条始于 $\omega=1$ 的斜率为-20dB/dec 的直线，相频为 $\omega=0.1\sim10$ 区间的一条-45°/dec 直线和 $\omega\geqslant10$ 时的-90°水平直线。

极点 $p=-20$，其幅频是一条始于 $\omega=20$ 的斜率为-20dB/dec 的直线，而其相频为 $\omega=2\sim200$ 区间的一条-45°/dec 直线和 $\omega\geqslant200$ 时的-90°水平直线。

将上述各项的幅频和相频分别画在同一个幅频和相频特性图上，然后将它们叠加成总的幅频和相频特性，如图 1.2.10(a)和(b)所示，其中粗线所示为总的特性。从图 1.2.10(a)看出，该系统是个高通系统，其通带增益 H_0 和 3dB 下截止频率 ω_l 可以从伯德图近似求出，也可以从 $H(S)$ 求出，下面分别给出这两种方法：

① 从伯德图渐近线近似求法

从图 1.2.10(a)幅频特性，当 $\omega\geqslant20$ 时有 $|H(j\omega)|=H_0$，因此

$$\begin{aligned}20\lg H_0 &= 20\lg|H(j20)| \\ &= 20\lg K' + 20\lg 20 + 20\lg\frac{20}{2} - 20\lg\frac{20}{1} - 20\lg\frac{20}{20} \\ &= 46\text{dB}\end{aligned}$$

由于幅频特性从 $\omega=20$ 起，随着 ω 减小而下降，而 $\omega=20$ 是极点 p_2 对应的转折频率，p_2 是个负实极点，其幅频在转折频率处的实际值比渐近线小 3dB，若不考虑其他极点、零点在 $\omega=20$ 处的影响，则该系统的 $\omega_l=20\text{rad/s}$。

② 从 $H(S)$ 求

将 $H(S)$ 写成下述形式

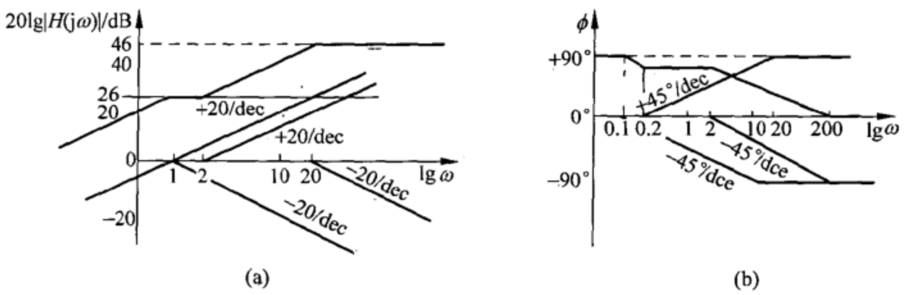

图 1.2.10　例 1.4 图

$$H(S)=\frac{2\times10^2\left(1+\frac{2}{S}\right)}{\left(1+\frac{1}{S}\right)\left(1+\frac{20}{S}\right)}$$

因为该系统具有高通特性，其通频带为 $\omega_l\sim\infty$，因此 H_0 也是 $\omega=\infty$ 时的 $|H(\mathrm{j}\infty)|$ 值，故可令上式中的 $S\to\infty$，则可得 $H_0=200$，即 $20\lg H_0=46\mathrm{dB}$。

根据 3dB 截止频率的定义，从 $|H(\mathrm{j}\omega)|$ 式可求出 ω_l，即

$$|H(\mathrm{j}\omega_l)|=\frac{H_0}{\sqrt{2}}=\frac{2\times10^2}{\sqrt{2}}$$

而

$$|H(\mathrm{j}\omega_l)|=\left|\frac{2\times10^2\mathrm{j}\omega(\mathrm{j}\omega+2)}{(\mathrm{j}\omega+1)(\mathrm{j}\omega+20)}\right|$$

从上两式可以解出 $\omega_l=19.83\mathrm{rad/s}$。

此外，从相频特性伯德图可以近似地求出某个频率时的相角。例如，本例中 $\omega=20$ 时的相角

$$\phi(\omega=20)=90°+90°-90°-45°\times\lg\frac{20}{2}=+45°$$

■

例 1.5　已知系统函数 $H(S)=\frac{10^6(S+2)}{(S+10)(S^2+10^2S+10^4)}$，求该函数频率响应参数。

解　按式(1.2.11)形式，该系统函数的频率函数为

$$H(\mathrm{j}\omega)=20\frac{\left(1+\frac{\mathrm{j}\omega}{2}\right)}{\left(1+\frac{\mathrm{j}\omega}{70}\right)\left(1+\frac{\mathrm{j}\omega}{10^2}-\frac{\omega^4}{10^4}\right)}$$

该函数的常数项 $K'=20$，有一个零点($z=-2$)和一个实极点($z_1=-10$)、一对复共轭极点$\left(-\frac{1}{2}\times10^2\pm\mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{2}\times10^2\right)$，因此，将上述项的频率特性叠加可得到总的幅频特性，如图 1.2.11，可以看出其具有带通特性，从渐近线近似求得其通带增益 H_0

$$\begin{aligned}20\lg H_0&=20\lg20+20\lg\frac{10}{2}-20\lg\frac{10}{10}\\&=26+14\\&=40\mathrm{dB}\end{aligned}$$

即

$$H_0=100$$

该带通特性有两个 3dB 截止频率 ω_l 和 ω_h，其中 ω_l 由极点 z_1 近似求出，$\omega_l=10\mathrm{rad/s}$，$\omega_h$ 由一对复共轭极点对决定。由于该极点对的 $\xi=0.5(\alpha=60°)$，因此 ω_h 必须根据 $\omega_{3\mathrm{dB}}$ 的定义来求。

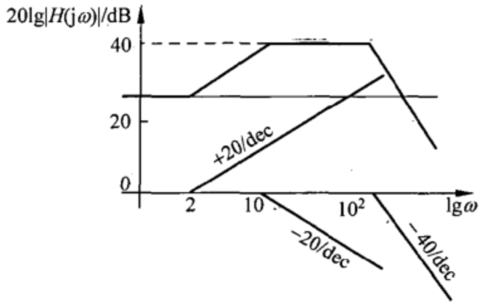

图 1.2.11　例 1.5 图

先将 $H(S)$ 近似为低通函数，即取 $S\gg10$，则 $H(S)$ 为

$$H(S)=\frac{10^6}{S^2+10^2S+10^4}$$

ω_{3dB} 的定义为

$$|H(j\omega_{3dB})|=\frac{H_0}{\sqrt{2}}$$

因此有

$$\frac{10^6}{|-\omega_{3dB}^2+j\omega_{3dB}\times10^2+10^4|}=\frac{10^2}{\sqrt{2}}$$

解上式可得

$$\omega_{3dB}=\omega_h=1.27\times10^2\,\mathrm{rad/s}$$

如果这对复共轭极点的 $\xi=0.7(\alpha=45°)$，则 ω_h 就是该极点对的转折频率 ω_n。■

注意：转折频率的求解方法

如果存在主极点而且是一重实极点/零点，则这个点对应的误差恰好为 3dB，即这个点对应转折频率。

如果是共轭极点，当阻尼系数为 $1/\sqrt{2}$ 时，这个点对应误差也恰好为 3dB，即也对应转折频率。

除此以外，需要按照定义来求解转折频率。求解时可以用一些近似技巧：

（1）比如上面这道题，把系统函数近似为低通函数，忽略一些因素的影响，从而降低要求解的方程的阶次，便于求解。

（2）利用画好的 Bode 图，按照定义找 3dB 误差，这时要注意转折点本身的误差。常见情况比如共轭极点，阻尼系数为 0.5，误差为 0，这时候就沿着那条一定斜率的直线，纵坐标变化 3dB，看横坐标是多少。

（3）插值法（这个是我在实在没办法的时候想到的）：如果实在太难弄了（不过如果真这样的话，考试题理论上不会出的），可以考虑，在一个比较合理的区间内，插值带入，根据每一次计算结果缩小区间范围，直到你认为足够逼近精确值。

我一般解题会用这些方法。

关于怎么判断是不是主极点这个问题，一般认为一个数量级以上，在大多数情况应该可以认为是主极点，如果只有 5 倍甚至差距更小，最好不要太轻易地近似。

这一章大概要掌握这些内容，以系统函数的求解，绘制 Bode 图，通过 Bode 图分析系统频率特性这几部分为主。

然后分享一道题，也是我们教材的习题。

题 3.37 多级放大器的电压增益函数为

$$A_V(S)=\frac{8\times10^{12}S^2(S+3)}{(S+6)(S+10)(S+200)(S+10^5)(S+2\times10^5)}$$

求该多级放大器的中频增益和近似的 3dB 高频截止频率和低频截止频率。

这道题是第三章的课后习题,但作为解答题最标准的解决方法应该是利用 Bode 图分析求解。

这道题可以有三种方法:

作为大题，首选 Bode 图法。如果是小题，可以考虑:

1.把函数“标准化”，即化成高通低通标准型，从而得到通带增益。

2.首先明确是带通，然后确定通带的大致范围，这道题来讲就是，200-100000，然后取中间某个离极点远一些的点，比如 10000，然后就可以近似分析，比如 3，6，10，200 和 S 比可以忽略，而 S 和 100000、200000 比可以忽略，这样就可以确定通带增益为 8*10^(12)/(10^5*2*10^5)=400。

而截止频率同样可以分析得到。

本征激发的定义:

通常称本征半导体中这种受热激发产生自由电子和空穴的过程为本征激发。

锗和硅半导体的温度特性比较:

锗半导体的载流子浓度在相同的温度变化下的增长要高于硅半导体。

通过这句话我们可以知道，锗做的二极管反向饱和电流要比硅的大，温度稳定性差，但也可以被利用，比如利用半导体二极管温度敏感性做放大电路的温度稳定，可以在基本分压式电路中，把 RB2 换成一个二极管，可以起到稳定工作点的效果。

硅晶体，温度每升高 11℃，本征激发的载流子浓度会增加一倍。

无论是哪种半导体，杂质元素的掺杂是微量的。

半导体中的载流子在外因下的定向运动形成电流，由于掺杂半导体中电子和空穴的浓度不等，相差很大，因此，与金属等导体不同，半导体中载流子运动形成电流有两种情况，一种是外加电场作用下的电流，在外加电场作用下，空穴沿电场方向运动、电子逆电场方向运动而形成的电流，称为漂移电流；另一种则是由扩散现象引起的，当半导体中载流子浓度分布不均匀时，会造成载流子从浓度高的地方向浓度低处的扩散运动，这种运动是沿着浓度梯度方向进行的定向运动，其形成的电流称为扩散电流。

注意两种电流的区别。

PN 结:

物理结构部分：需要了解形成过程，以及“动态平衡”

电特性部分：正常工作：需要了解正向特性，反向特性（单向导电性），以及电特性方程。

击穿：需要了解，两种击穿（电击穿和热击穿），电击穿的两种形式（雪崩击穿和齐纳击穿的概念，以及发生条件），注意电击穿可能可逆，热击穿不可逆。

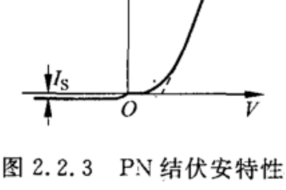

图 2.2.3 PN 结伏安特性

$I = I_S(e^{V/V_T} - 1)$

例 2.1 若一个硅材料 PN 结的反向饱和电流 $I_S = 10^{-14}$ A，在室温 $T = 300$K 下，如果加正偏 $V = 0.7$V，则流过 PN 结的电流

$$I = 10^{-14}(e^{0.7/0.026} - 1) = 4.926\text{mA}$$

若加正偏 $V = 0.6$V， 则 $I = 0.105$mA

若加正偏 $V = 0.5$V， 则 $I = 2.25\mu$A

若加正偏 $V = 0.4$V， 则 $I = 2.048\mu$A

如果加反向偏置

若 $V = -0.7$V， 则 $I = -10^{-14}$ A

若 $V = -0.1$V， 则 $I = -0.98 \times 10^{-14}$ A

若 $V = -0.05$V， 则 $I = -0.85 \times 10^{-14}$ A ■

通过这个例题，可以对于指数的变化速度有一定概念，并且可以知道 0.7V 的来由。

雪崩击穿：掺杂浓度低，空间电荷区宽，击穿电压高，且击穿电压具有正温度系数。

齐纳击穿：掺杂浓度高，空间电荷区窄，击穿电压低，且击穿电压具有负温度系数。

PN 结电容:

势垒电容和扩散电容

（1）势垒电容

PN 结的空间电荷区中只有不能移动的正、负离子，当外加电压变化时，空间电荷区的厚度会随之变化，电压变大使其变薄而电压变小使其增厚，相应的正、负离子数目也发生变化。而正、负离子相当于正、负电荷，分列 PN 结交界面两侧，类似于平板电容器。称由此产生的电容效应为势垒电容。

（2）扩散电容

PN 结两边的 P 区和 N 区中的多数载流子的浓度分布相对于 PN 结交界面呈现一种梯度的分布，是在外加正电压时，多数载流子向对方区扩散和注入所形成的。当外加电压发生变化时，多数载流子浓度分布也将随之变化，从而使 PN 结呈现出的一种电容效应，称之为扩散电容。

显然，在正向偏置下，电压变化产生的电容效应主要是扩散电容，而反向偏置时的电压变化主要影响空间电荷区，因而势垒电容起主要作用。

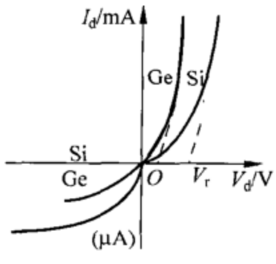

图 2.3.1 不同材料的二极管伏安特性

二极管的电路模型（根据伏安特性得到）:

（注：其实这门课，对于半导体非线性元件的分析，我们的目标是把它线性化，而线性化的手段是，通过伏安特性或者输入输出特性（比如晶体三极管和场效应管），用线性元件代替，这里要注意，既然我们用了模型，其中会有近似，既然涉及近似，就必须考虑近似的条件和合理性。所以，对于任何教材中出现的模型，我们都要问一句，这个模型的使用条件是什么，是直流模型，还是交流小信号模型，或者低频高频模型等等）

直流模型：三种（理想模型，恒压降模型，线性模型）

交流小信号模型：交流电阻
高频小信号模型：交流电阻并联电容

然后要看的是二极管应用电路，实际上我们可以把它当成一个普通的二极管电路，我们要做的就是，分析二极管的工作状态，然后用合适的线性模型把二极管替换掉。
如果是一个二极管（我们遇到的大多数都是），就看二极管两端开路电压，这个电压和二极管阈值电压比较即可分析得到二极管的状态，例如，我们要用恒压降模型，那就看，这个开路电压和 0.7V 比较（我就以硅的常见值为例了，这个做题时候要看题目，如果不明确说是什么管子，就用 0.7V，如果说是锗管，就用 0.3V，或者题目明确给了是多少那就是多少），如果比 0.7V 小，那就开路，如果大于 0.7V，那就用导线代替，然后重新分析（这个一般是必要的）。
如果是两个二极管（或是多个，我见到的一般 2 个的多一些，一般不会有太多的，不过多了也不怕，咱们都一样刚它），那就这么办，我们这时候需要知道他俩的工作状态了。这时我们要记住，优先导通原则。还是都开路，分别计算开路电压（我们以都是硅管为例了，你要说一个硅管一个锗管，这个，我也不好说咋整，但我是没遇到过，如果真有，那再说，我是觉得应该不会这么问的，除非有一个可以明确判断不会导通，不然怎么判断优先导通这个，我好像也不太会），取最大的，如果大于 0.7V，这个管子就优先导通了，把这个管子用导线代替，其他管子仍然开路，然后重新分析，重复上述操作，一通操作下来，理论上应该就都分析好了。
这些是恒压降模型的处理方法，其他两种模型类似可得，就是模型不一样而已（如果是理想模型，阈值电压就换成 0，如果是线性模型，就用一个电阻代替已经判断导通的二极管再重新分析即可）。

看起来好像完美了，实则不然，我们还要想一个问题，为啥，二极管为啥用仨模型？？？一个不行吗，这么多，还都要记！！！这个就要回到我上面说过的一个问题，就是模型的问题。我们这门课用线性模型来分析非线性元件组成电路的时候，是很方便，但是，要注意，是有条件的，而且这个很重要。
先有意义后求量！！！
而对于二极管直流模型这三兄弟来说，他们的区别就是，阈值电压和线性等效电阻的区别。而这个具体能不能忽略，或者说怎么近似，那就要看和它地位等同的对手是啥样的。这里，我们要看的就是外电路，根据戴维南等效，外电路可以看成一个电源和一个电阻，所以，和阈值电压地位等同的就是——电源电压，和电阻地位等同的就是——电源内阻。这样我们把外电路戴维南等效以后，就知道咋整了。

上面说的是用模型进行分析，而我们还有一种常用的分析手段，叫做——图解法。啥时候用图解法，咋图解，图解和模型计算区别是啥，这就是属于图解法的灵魂三问啊！！！
首先，啥时候图解，这个嘛，对于做题来说，很简单，如果题目给你伏安特性曲线了，那基本上应该是想让你图解，如果没给，那肯定不是图解（如果不实测，图解没啥意义，那我们做题肯定不能实测，那，就不图解了呗）
然后呢，咋图解，这个也还好，把负载线画在给你的图上，找和所给曲线交点，这个点就是实际工作点。
最后，图解法嘛，特点是精确直观，在放大电路图解分析时候，我们可以清晰的看到放大的过程，但是要求比较高，需要准确作图，而且不是所有活它都能干，比如输入输出电阻，用图解法就比较麻烦了。

上面说的啥时候用图解实际上是做题时候的简单判断，但是，对于实际工作中，就要自己根据实际情况来判断了，我们要根据上面说的两组比较来看，具体应该咋弄，比如外电源 1V，这时候和阈值电压很接近，那我这个近似，0.7V 和实际上如果是 0.6V 或者 0.8V，那相对误差就有点大，这时候就要图解了。（这一段话只是我们要了解，考试应该不会考）

这一章的内容主要是一点半导体物理知识，PN 结二极管的物理结构以及电特性，以及 PN 结二极管组成的非线性电路的分析。主要要掌握，PN 结二极管的电特性（记住单向导电以及其意义），含有 PN 结二极管的电路的分析方法。物理结构的介绍主要是为了我们更方便地理解其电特性，关于物理结构，我列出了一些我在看教材时候发现的细节知识点，供参考。

第三章是这门课的绝对重点!!! 这旮瘩必须要重视!!!
这章讲啥呢？咱们瞅瞅。

关于这门课的体系，我在文档《线电总结》中已经有所表述，在这里就不 Ctrl+c，Ctrl+v 了。

这一章给我们介绍了一种重要的有源元件——晶体管。然后介绍由这种有源元件组成的放大电路的原则以及分析方法。

关于元件介绍，这章主要是讲了它的物理结构，3 个区，3 个极，2 个结，以及他们的特点，这种特点也决定了它在工作时候各个部分的地位不同，各司其职。发射区掺杂浓度大，所以用来发射载流子，基区薄、掺杂浓度低，所以基区体电阻很大，需要考虑，集电区面积大，所以用来收集载流子，由于发射区浓度大集电区面积大，所以不需要考虑发射区体电阻和集电区体电阻。

然后呢，讲了它的输入输出特性。这个只需要记住共射伏安特性即可。分享一下记忆方法：这个输入特性，可以发现，非常像二极管的特性叭。实际上，当 CE 电压为零，就是短路的意思，那不就是俩二极管并联，那所以输入特性就和二极管伏安特性很像，当 CE 电压增加，这个时候，我们发现，曲线右移，为啥呢？IB 电流一定，代表参与复合的载流子一定，而 CE 电压增大，代表收集载流子能力增强，收集载流子增加，那发射极发射的载流子就得增加，对应 BE 电压增加。输出特性也可以这样理解。

得到了输入输出特性以后呢，我们就可以得到一些关于这个黑盒子的信息了，从而建立模型。和之前说的一样，这里的每个模型都有它的使用条件，这个使用条件一定要注意!!! 得到了线性模型以后，我们就可以分析电路了。对于这个东西，我们知道，它在直流和交流下对外呈现的特性不同，所得到的模型也不同，所以我们就考虑，要分两步来走。即，先进行直流分析，后进行交流分析。

貌似，这就大概陈述了一下这一章在讲啥。不过这些远不能说清这一章的重要。

过多的细节就不陈述了，在这里想说说一点可能要注意的。

首先，和第二章一样，物理结构的介绍知识为了方便理解电特性，并不是这门课的重点，虽然看起来挺繁琐的。但是，要看看放大状态下晶体管里载流子都咋运动的。

教材多以 NPN 为例，PNP 同理，放大状态仍然是发射结正偏、集电结反偏，这时候找

好谁是发射结谁是集电结就 OK 了（E-P B-N C-P,那发射结就是 EB，集电结就是 CB，放大状态就是 EB 电压大于 0，CB 电压小于 0）。

各个动态参数的定义，比如输入电阻，是交流有效值之比。还有咋求。

然后最重要的是，怎么分析电路。

首先，我们记住一个原则，先静态后动态。给了电路后，看一下题目条件，如果已经说明在放大状态并且把静态工作点给了，那就这么地了。直接进入动态分析。否则，一定要进行静态分析，哪怕题目不问你静态工作点，只问你动态参数。这个非常重要，因为，静态工作点是一切的基础，如果静态工作点不合适甚至已经不在放大状态，那所谓动态分析没有任何意义。

静态工作点的分析呢，实际上就是求 IB,VBE,IC,VCE。这里，我们还要注意，一定要假设工作在放大状态，因为只有这样，我们才有输入输出控制关系。我们的方法是先假设放大，最后得到相关参数再验证，这个也很重要!!!

一般情况下，VBE 用 0.7V 代替，如果题目不明确说，或者不是图解的话。剩下的就是用电路理论进行求解。这个要看一下电路是咋设置静态工作点的，一般常见的有两种方式，即从基极设置和从射极设置。基极设置一般常见就是分压式电路，我们要做的就是利用戴维南等效，得到基极回路方程，带入 0.7V 得到 IB，IE，然后得到 IC,进而得到 VCE。这时，不算结束!!! 我们要验证一下，是否工作在放大状态，一般看一下集电结电压是否小于 0 就可以。如果在放大状态，那我们就说，假设成立，工作在放大状态，然后继续前进。

动态分析，也是一样，我们还是要分析线性电路，根据静态工作点，我们确定动态模型的每个参数的具体值，然后，把管子用交流模型代替（把管子从三个极和外部连接处断开，然后分别和交流模型各个极连接，就 OK 了）。然后按照题目要求进行求解。

以上是我在解决这种问题时候的步骤，我认为，要时刻记住：先有意义后求量。

这里需要记住的先后顺序是：

1.先静态分析后动态分析

2.静态分析时候，先假设放大，然后利用放大状态的电流控制关系求解，后验证是否在放大状态。

这个我觉得非常重要。

除此以外，这一章介绍了 BJT 基本单管放大电路的几种组态，共射、共集、共基。

因为上面我们已经介绍了对于 BJT 基本放大电路的分析方法，实际上这里可以看成一个例题。（当然，这部分的重要性或者说介绍这部分的目的不是单纯作为例题，但我们目前可以这么看。）然后呢，对于这部分，我们要做的是：

1.掌握动态分析的方法（我们需要利用哪些动态参数来表征其特点，比如我们要求解电压增益、输入输出电阻等等）

2.熟悉动态分析过程。

3.了解三种组态的特点：（不同的特点决定了他们的应用场合的不同）

共射电路：电压增益比较大，在负载合适的情况下（比如常见的几 k，10 几 k，几十 k）共射电路的增益应该是单管里面（包括场效应管）最大的，所以如果对增益要求高，我们要想到可以用共射电路；输入电阻几 k，输出电阻几 k（算不上大或小）；输入输出反向（体现在电压放大倍数是负的）。

共集电路：也叫做射极跟随器，顾名思义，它的电压增益在 1 左右，小于 1，即不能放大电压，但是可以放大电流（如果再不能放大电流，那就不叫放大电路了）。输入电阻大，输出电阻小。

在这里说一下，所谓输入输出电阻，是表征电路和其他电路连接时候的相互作用关系的。在我们分析时候，一般输入我们就看成一个交流信号源和它的内阻，输出对着的就是一个负载电阻，实际上可能输入端接着一个类似电路的输出，输出又接着一个类似的放大电路的输入端，但这个都可以等效为我们分析时候用的信号源和负载电阻。是因为，由戴维南等效定理我们可以知道,任何有源电路从输出端都可以看成一个等效电源和内阻(称之为输出电阻)，而对于放大电路，从输入端看进去就可以等效为一个电阻，我们称之为输入电阻。

即：前一级如果是基本放大电路，那它的戴维南等效电源就是我们分析时候的信号源，它的输出电阻就是我们的信号源的内阻。后一级如果是基本放大电路，那它的输入电阻就是我们的负载。这就是所谓对应关系，下面的分析我们就仍然用信号源和负载来描述，至于实际电路，可以按照这里的对应关系来找，谁是信号源，谁是负载。

输入电阻是用来和信号源来比较研究的。如果信号源接近理想电压源（即等效戴维南电阻很小），那我们希望输入电阻大一些，从而能从电源索取尽可能多的电压，如果信号源接近理想电流源（即等效戴维南电阻很大），那我们希望输入电阻小一些，这样可以索取尽可能多的电流。

输出电阻是和负载比较的。如果输出电阻很大，那么电路带负载能力差，可以等效为电流源，负载可以获得相对稳定的电流，而如果输出电阻很小，那么带负载能力就好，可以等效为电压源，负载可以获得相对稳定的电压。

这里的分析在反馈一章里也会涉及到，在那里，我们知道有 4 种反馈组态，具体引入哪种反馈：

1.输出：要看负载需要稳定的电压还是电流，决定引入电压还是电流反馈

2.输入：看信号源性质，如果是电压源，那就引入串联反馈，如果是电流源，就引入并联反馈。（由这个我们可以记忆：电压反馈使得输出电阻变小，从而能近似为电压源，电流反馈使得输出电阻变大，从而能近似为电流源，串联反馈使得输入电阻变大，从而可以从信号源索取电压，并联反馈使得输入电阻变小，从而可以从信号源索取电流）

由以上分析,我们可以知道,共集电路可以用来作为缓冲,或者作为输出级提高带负载能力。

共基电路：电压增益大，输入电阻小，输出电阻和共射电路相当。它被利用的一个重要原因是，它的带宽是三者中最宽的（共集电路次之，共射电路带宽最窄）

这些就是三种组态的特点，这个是需要记住的!!!

多级放大电路部分，需要掌握：

1.多级电路应该怎么看？这个就是上面说的输入输出电阻问题。在研究多级电路的时候，每一级对于前一级来说都是负载，前一级对于后面所有电路来说就是信号源。

研究它的动态特性的时候，仍然按照定义来。输入电阻，从输入端看进去，这里要注意，输入电阻可能和负载有关，但是和信号源内阻一定无关。输出电阻可能和信号源内阻有关，但是和负载无关。电压增益，这个要求出每一级的增益，然后再乘起来。在求每一级的增益的时候要注意的是，它的负载是后面所有电路的输入电阻!!! 这个记住了就没问题了。

2.多级电路的耦合方式（电子学里面，耦合就是连接的意思）：

常见的有：直接耦合，阻容耦合，变压器耦合，光电耦合。

我们最常见的是前两种，然后我们要掌握他们的区别。由于电容太大不易于集成，所以常见的集成电路都是直接耦合（变压器更大，所以更不可能）

当然，直接耦合也有它的缺点，最重要的就是稳定性问题（零漂）。所以第 5 章我们要利用差分电路来解决这个问题。

然后，那个变压器耦合叭，它也有用武之处，比如，如果用户的负载很小，根据我们的认识，常见放大电路比如共射电路，负载在分子上，如果负载很小，那电压增益可能就很小甚至不能放大，那这个，不行啊！但我又不能跟用户说，你把负载弄个大点的，别老整这么小的负载，我不好设计电路。这，也不行。那咋整，有点方…欸，变压器耦合可以派上用场，利用变压器的阻抗变换能力，可以把小的负载变成我们常用的大负载，完美。

3.多级电路的影响：带宽收缩效应。要记住怎么分析多级电路的截止频率，然后最好记住前几个 Sn 的值。

在这里，我们要说，能用集成电路的时候一般不用分立元件电路，当然也有例外：
比如要求的功率比较大；或者要求带宽比较宽，由上面多级电路的带宽收缩可以粗略得到这样的结论。（当然具体问题还要具体分析，比如市面上的集成电路，也有专用型的，比如宽频带，高速度，大增益等等）

这一章，是这本书最重要的一章，也是我们可以初步认识到我们这门课要干啥。这一章我们要掌握的是：BJT 的结构特点，放大状态的外部要求以及载流子运动情况，输入输出特性曲线（记住共射的就行），然后了解交流等效模型咋得到的，然后就是咋分析电路，最后要了解多级电路的级间耦合方式、分析方法、带宽收缩效应。

第四章和第三章比较类似，就不多说了。
第五章，了解差分电路的来由，以及长啥样，然后就是咋分析。关于分析，由于它有俩输入端，我们要知道，它对于共模输入和差模输入所呈现的特性不同，所以我们要分别分析。对于共模输入或者差模输入，我们都可以用第三章的方法，画出交流等效电路图来分析，仍然是把管子用交流模型代替，然后整理一下画的漂亮一点就行了。在教材上介绍了一种新的方法，半电路分析法，这个也要掌握，只要记住：1.咋拆成半电路，差模咋拆，共模咋拆 2.拆成半电路以后就是一个第三章常见的单管电路了，这个就按照第三章的方法分析就 OK 了 3.半电路的各个参数和原电路的各个参数啥关系，怎么由半电路的分析结果得到原来电路的各个参数。记住这三点，应该就没问题了。

第六章，反馈。这个是这门课最难的一部分，也是非常重要的。这一部分电子学的味道非常浓。这里，我们要掌握： 反馈的四种组态以及满足反馈方程式的都是哪些量（这个非常重要，陆老师经常强调，拿到一个反馈电路，先看是啥反馈类型，然后就要马上想到，找出哪些量满足反馈方程式，比如电压串联反馈，那只有 Av 和 Fv 满足反馈方程式!!!），不同反馈组态对于电路的影响，深度负反馈条件下怎么分析电路，引入反馈后可能产生自激振荡，这就是要研究稳定性问题。

要看的是：1.咋判断啥反馈类型 电压反馈还是电流反馈，串联反馈还是并联反馈
2.怎么在深度负反馈条件下计算电路参数比如电压增益
3.怎么分析电路的稳定性，怎么判断是否有自激振荡，如果有，咋消除。
这一章的内容看起来没有第三章多，但是难度比较大，上面提到的问题都要看到弄懂。

然后注意：方框图分析法不作考试要求，我们只要掌握深度负反馈条件下的分析就行。

第七章，集成运放的应用，主要掌握线性应用，即引入深度负反馈情况。

如果判断出来已经引入深度负反馈（一般题目就告诉了），那么，就可以直接知道，它满足“虚短虚断”。然后按照电路理论的方法分析即可。