

线性电子线路学习笔记

在最初我们学习各种半导体元件的内部结构，但是只是为了便于我们理解外特性，即第二章的重点在于掌握各种半导体器件的外特性。

集成运放重点：放大电路之间的连接和分析方法。（差分电路，电流源电路）

重点：电子电路和电路原理中遇到的电路没有本质区别，只是引入了半导体元件，即非线性元件。所以电子电路的分析过程实际上是找出非线性元件在不同条件（直流，交流低频、中频、高频）下用线性元件组成的等效电路（受控源等等）。在分析中的步骤一般也是把直流和交流分开，交流中频和低频高频分开，逐步分析。重点就是在于非线性元件在不同条件下的等效模型。常见的：二极管：直流（电源+理想二极管 或者折线模型），交流（动态电阻） 稳压管 直流（电压源）交流（动态电阻） 电流源电路 交流（大电阻）

这门课重点和难点：基本放大电路（重点、难点）（难的原因：之前没有接触过模拟电路，电路样子分散性比较强，接触新的分析方法=>学的方法：理解新的思路，掌握新的分析方法，注重半导体元件外特性，掌握估算技巧，回头重新看） 集成运放、低频高频相应（难点） 反馈（难点、重点）（任何电子电路几乎都会引入反馈）

反思：最初学的时候，单纯的记忆公式和一些数量关系，没有理解背后的本质，也没有掌握这门课实际需要的能力，即把半导体元件组成电路转化成电路理论中的受控源等符号组成的电路。

学习时要关注的问题：出现什么问题了？怎么解决的？这样解决会带来什么其他的弊端？只有分析清楚利弊，并根据需求，确定不同电路的应用场合。学习基本电路要抓住特征而不是单纯的记住电路长什么样子！！！！

放大电路的电压放大能力是靠各级电流放大系数积累实现的。晶体管的放大能力实际上是有对电流的放大能力，基本共射电路，集电极需要串联 R_C ，实际上是把电流的变化转化成电压的变化，从而具有电压放大能力。对于集成运放的中间放大级，我们采取很多措施，比如管子采用复合管，实际上是为了积累电流放大倍数；用有源负载作为共射电路的负载，使得输出电阻趋于无穷，把变化的电流全部传递给下一级，最终在负载或者自身输出电阻上转化成电压，才能获得足够大的差模增益，如果没有中间级电流放大的积累，最后不可能获得那么大的电压放大倍数。

在分立元件电路中找交流回路的方法：BE通，BC截止。

数字信号特点：时间上离散，数值上离散，是1的倍数。对于介于 $k, k+1$ 之间，应根据阈值确定具体是哪个值。

放大的本质：能量的控制

先把自然界中的半导体转化成本征半导体的原因：使得导电性可控

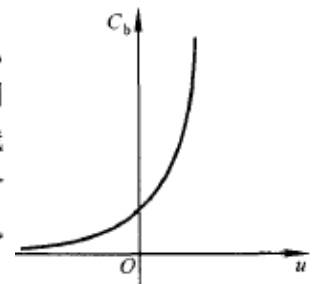
从以上分析可知，由于掺入的杂质使多子的数目大大增加，从而使多子与少子复合的机会大大增多。因此，对于杂质半导体，多子的浓度愈高，少子的浓度就愈低。可以认为，多子的浓度约等于所掺杂质原子的浓度，因而它受温度的影响很小；而少子是本征激发形成的，所以尽管其浓度很低，却对温度非常敏感，这将影响半导体器件的性能。

当PN结两侧的P区和N区掺杂浓度不等时，掺杂浓度高的区空间电荷区窄。

在内电场力（空间电荷区产生电场）下载流子的运动叫漂移运动，而在浓度梯度作用下的运动叫做扩散运动。

1. 势垒电容

当PN结外加电压变化时，空间电荷区的宽度将随之变化，即耗尽层的电荷量随外加电压而增大或减小，这种现象与电容器的充放电过程相同，如图1.1.9(a)所示。耗尽层宽窄变化所等效的电容称为**势垒电容** C_b 。 C_b 具有非线性，它与结面积、耗尽层宽度、半导体的介电常数及外加电压有关。对于一个制作好的PN结， C_b 与外加电压 u 的关系如图(b)所示。利用PN结加反向电压时 C_b 随 u 变化的特性，可制成各种变容二极管。



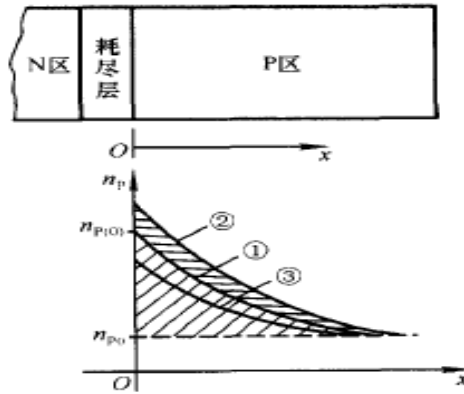
2. 扩散电容

PN结处于平衡状态时的少子常称为平衡少子。PN结处于正向偏置时，从P区扩散到N区的空穴和从N区扩散到P区的自由电子均称为非平衡少子。当外加正向电压一定时，靠近耗尽层交界面的地方非平衡少子的浓度高，而远离交界面的地方浓度低，且浓度自高到低逐渐衰减，直到零。形成一定的浓度梯度（即浓度差），从而形成扩散电流。当外加正向电压增大时，非平衡少子的浓度增大且浓度梯度也增大，从外部看正向电流（即扩散电流）增大。当外加正向

电压减小时与上述变化相反。

图 1.1.10 所示的三条曲线是在不同正向电压下 P 区少数浓度的分布情况。

各曲线与 $n_p = n_{p0}$ 所对应的水平线之间的面积代表了非平衡少数在扩散区域的数目。当外加电压增大时，曲线由①变为②，非平衡少数数目增多；当外加电压减小时，曲线由①变为③，非平衡少数数目减少。扩散区内，电荷的积累和释过程与电容器充放电过程相同，这种电容效应称为扩散电容 C_{dc} 与 C_b 一样， C_d 也具有非线性，它与流过 PN 结的正向电流 i 、温度的电压当量 U_T 以及非平衡少子的寿命 τ 有关。 i 越大、 τ 越大、 U_T 越小， C_d 就越大。



$$C_j = C_b + C_d$$

由于 C_b 与 C_d 一般都很小(结面积小的为 1 pF 左右,结面积大的为几十至几百皮法),对于低频信号呈现出很大的容抗,其作用可忽略不计,因而只有在信号频率较高时才考虑结电容的作用。

PN 结除了具有伏安特性表现出的非线性电阻特性外,还具有非线性电容的特性。这种特性由势垒电容与扩散电容两部分组成。

势垒电容 C_j : 指势垒区内空间电荷量随外加电压变化而产生的电容效应。

扩散电容 C_D : 指阻挡层外中性区(P 区和 N 区)贮存的非平衡电荷量随外加电压变化而产生的电容效应。

PN 结总电容 C_j : $C_j = C_T + C_D$ 。

PN 结正偏时, $C_D \gg C_T$, $C_j \approx C_D$ 。因此,正偏时以扩散电容 C_D 为主。

PN 结反偏时, $C_T \gg C_D$, $C_j \approx C_T$ 。因此,反偏时以势垒电容 C_T 为主。利用势垒电容可制成变容二极管。

注意: PN 结的结电容是增量电容,它表示叠加在直流电压上的增量电压与增量电流之间的关系,其值随外加直流电压的变化而变化,与普通线性电容不同。

结电容不是常量, 与工作条件有关

开启电压: 要克服空间电荷区和封装时引出电极所产生的接触电阻

锗半导体的载流子浓度在相同温度变化下的增长要高于硅半导体。硅半导体, 温度每升高 11°C , 本征激发的载流子浓度增加一倍。

反向电压: 一定范围内, 电压增加, 参与导电的载流子增加, 因为少数浓度低, 很快全部参与导电, 所以电流不再增加。电压达到一定程度, 破坏 PN 结的结构, 称为击穿。

雪崩击穿: 反向电压增大, 少子的动能增大, 和共价键中的电子碰撞激发成为新的自由电子, 连锁反应, 少数浓度急剧增大, PN 结的电流也急剧增大。(发生在掺杂浓度低的 PN 结中, 空间电荷区宽, 碰撞机会多。这种情况下, 击穿电压较高, 掺杂浓度越低、温度越高, 击穿电压越高(温度增加, 电子热运动加剧, 而在发生碰撞的时候电子还不具有足够的能量))

齐纳击穿: 对于掺杂浓度高的 PN 结, 空间电荷区窄, 碰撞机会少, 但是内电场强, 加上一定反向电压后空间电荷区内可以建立很强的电场, 从而把共价键中的价电子拉出来成为自由电子。齐纳击穿要求的电压较低, 温度越高电压要求越低, 因为温度越高, 共价键中的电子能量越高, 越容易发生场致激发)

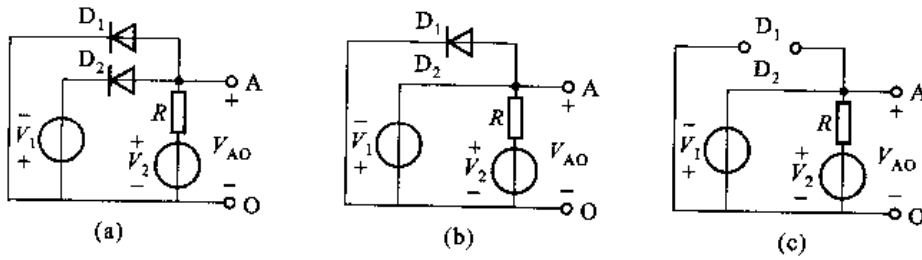
这两种击穿都是指电击穿, 如果不加上保护, 导致功率过高, 最终会导致不可逆的热击穿。

温度对二极管伏安特性的影响: 环境温度升高时, 二极管的正向特性曲线将左移, 反向特性曲线将下移在室温附近, 温度每升高 1°C , 正向压降减小 $2 \sim 2.5 \text{ mV}$; 温度每升高 10°C , 反向电流约增大一倍。

二极管电路的分析: 如果 V 和 u_D 相差大(在几倍以上), 根据差距选用不同的模型。相差较大用 0.7V 模型, 相差较小用折线模型。如果相差很小, 需要用图解法。**交直流共同作用:** 先分析直流, 确定直流工作点, 从而得到动态电阻, 然后交流分析, 用动态电阻代替二极管。

二极管通断的判断: 只有一个二极管的时候, 就看二极管开路的时候两端电压和导通电压的关系。如果有多个管子, 正偏电压最大的优先导通, 导通后接入电路重复之前的步骤分析其他管子。

例 1-1 设二极管为理想器件, $V_1 = 6\text{ V}$, $V_2 = 9\text{ V}$, $R = 3\text{ k}\Omega$, 试判断图 LT1-1(a) 电路中二极管是导通还是截止, 并求 V_{AO} 值。



解: 本题用来熟悉二极管电路的估算法。

对于理想二极管, $V_{D(on)} = 0$, $R_D = 0$ 。若二极管两端电压 $V > 0$, 则二极管导通; $V < 0$, 则二极管截止。

将二极管 D_1 、 D_2 全部开路, 分析二极管两端电压。

$$D_1 \text{ 两端电压 } V_{D1} = V_2 - 0 = 9\text{ V} > 0$$

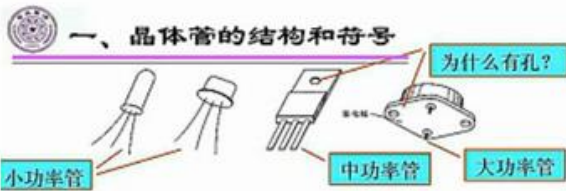
$$D_2 \text{ 两端电压 } V_{D2} = V_2 - (-V_1) = 15\text{ V} > 0$$

虽然两个二极管上电压均大于零, 但由于 $V_{D2} > V_{D1}$, 故二极管 D_2 优先导通, 其两端电压为零, 电路如图 LT1-1(b) 所示。

D_2 管导通后, 图 LT1-1(b) 中 D_1 管两端电压钳位于 $V_{D1} = -V_1 = -6\text{ V} < 0$, 可见此时 D_1 管截止。

经过上述分析过程得知, 该电路 D_1 管截止, D_2 管导通, 电路如图 LT1-1(c) 所示。

由图 LT1-1(c) 分析得 $V_{AO} = -V_1 = -6\text{ V}$



便于散热, 也便于安装散热器。

在组成晶体管电路时, 应根据需求选择管子的型号。例如用于组成音频放大电路, 则应选低频管; 用于组成宽频带放大电路, 则应选高频管或超高频管; 用于组成数字电路, 则应选开关管; 若管子温升较高或反向电流要求小, 则应选用硅管; 若要求 $b-e$ 间导通电压低, 则应选用锗管。而且, 为防止晶体管在使用中损坏, 必须使之工作在图 1.3.7 所示的安全区, 同时 $b-e$ 间的反向电压要小于 $U_{(BR)CEO}$; 对于功率管, 还必须满足散热条件。

晶体三极管的内部结构特点: (1) 发射区高掺杂, (2) 基区很薄, (3) 集电结面积大。

三极管具有正向受控作用, 除了满足上述内部结构特点外, 还必须满足放大模式的外部工作条件, 即: 发射结正偏, 集电结反偏。

发射结正偏, 可保证发射区向基区发射多子。发射区掺杂浓度远大于基区, 可减少基区向发射区发射的多子, 提高发射效率。

基区的作用是将发射到基区的多子自发结传输到集电结边界。基区很薄,是为了减少多子传输过程中在基区的复合机会,保证绝大部分载流子扩散到集电结边界。

集电结反偏、且集电结面积大,可保证扩散到集电结边界的载流子全部漂移到集电区,形成受控的集电极电流。

综上所述,三极管通过一个很薄的基区,构成两个相耦合的PN结,由此产生正向受控作用。

BJT: 发射极电流: 扩散电流; 基极电流: 复合电流; 集电极电流: 漂移电流。

I_{CBO} : 发射极开路时集电结的反向电流 (C, B, E 缺少哪个并用 0 代替就表示哪个极开路)

因为集电极总电流 $i_C = I_C + \Delta i_C = \bar{\beta} I_B + I_{CEO} + \beta \Delta i_B$, 所以若穿透电流可忽略不计, 则 $i_C \approx \bar{\beta} I_B + \beta \Delta i_B$ 。

在 $|\Delta i_B|$ 不太大的情况下, 可以认为 $\beta \approx \bar{\beta}$ 。所以理想晶体管是指: β 处处相等 \Rightarrow 直流交流也因此相等, 而且没有穿透电流, 从而 $I_C = \beta I_B$, 即为严格相等的控制关系。

(1) 饱和区——特性曲线起始上升部分

工作条件: 发射结正偏、集电结正偏, 即 $V_{BE} \geq 0.7\text{V}$, $V_{CE} < 0.3\text{V}$ 。

工作模式: 饱和模式。

饱和区特点: I_C 不受 I_B 控制, 而受 V_{CE} 影响, V_{CE} 略增, 则 I_C 显著增加。

2. 基区宽度调制效应

当 V_{CE} 增大时 \rightarrow 集电结反偏电压增加, 集电结阻挡层变宽 \rightarrow 基区有效宽度减小 \rightarrow 使载流子在基区复合机会减少 \rightarrow 导致 I_B 减小、 I_C 增大。这种因 V_{CE} 变化引起基区有效宽度发生变化, 从而导致电流变化的效应, 称基区宽度调制效应。

在考虑三极管基区宽度调制效应时, 电流 I_C 的修正方程为

$$I_C \approx I_{se} \frac{V_{BE}}{V_T} \left(1 - \frac{V_{CE}}{V_A} \right)$$

其中, V_A 为厄尔利电压, 其值大小可用来表示输出特性曲线的上翘程度。

利用基区宽度调制效应, 很容易了解电压 V_{CE} 对电流 I_B 、 I_C 的影响 (表现在特性曲线上, 即 V_{CE} 增加, 输入特性曲线右移, 输出特性曲线上翘)。

在求解 BJT 的 Q 点时:

(2) 估算法

实际上, 当电路满足 $(1 + \beta)R_E > 10R_B$ 条件时, 电流 $I_1 \gg I_{BQ}$, 若忽略 I_{BQ} 的分流作用, 则可利用图 LT2-3(a) 直接估算三极管基极电位。

由图 LT2-3(a) 得 $V_B \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$

利用电路输入回路 $I_{CQ} \approx I_{EQ} = -\frac{V_B - V_{BE(on)}}{R_E}$

可见, 当电路满足 $(1 + \beta)R_E > 10R_B$ 时, 两种计算结果近似相等。

估算法计算简单, 具有一定的工程实用价值。但它只能在满足 $(1 + \beta)R_E > 10R_B$ 条件时使用, 否则运算误差太大。利用戴维宁定理进行分析, 计算精确, 但有时过于烦琐, 不利于工程计算。

!!! $V_{CE} = 0$: 短路 相当于两个 PN 结并联

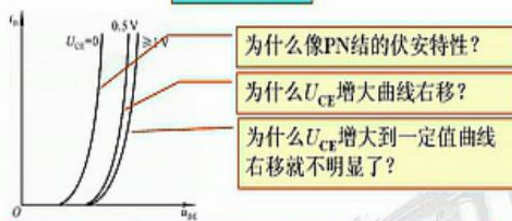
V_{CE} 增大意味着, 集电极收集电子增加, 而如果 i_B 不变, 就是复合的电子数不变, 则发射极发射的电子增加, 宏观上表现为 V_{BE} 增加, 即 V_{CE} 增大时, 获得相同的 i_B 所需要的 V_{BE} 大, 即曲线右移。

V_{CE} 增大到一定程度, 几乎收集所有发射的电子, 而复合电子数很少但保持 > 0 。因此, 当 V_{CE} 再增大, 收集电子数增大不明显, 从而宏观上曲线不再右移。

三、晶体管的共射输入特性和输出特性

1. 输入特性

$$i_B = f(u_{BE})_{U_{CE}}$$

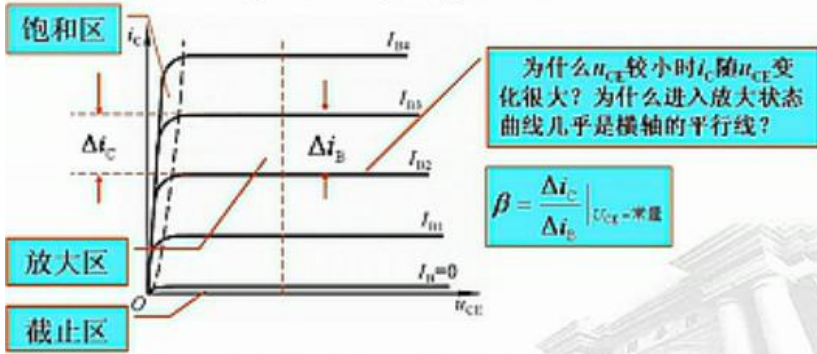


对于小功率晶体管, U_{CE} 大于 1V 的一条输入特性曲线可以取代 U_{CE} 大于 1V 的所有输入特性曲线。

2. 输出特性

$$i_c = f(u_{CE})|_{I_B}$$

对应于一个 I_B 就有一条 i_c 随 u_{CE} 变化的曲线。



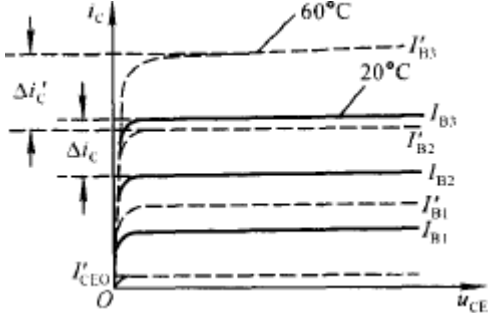
β 是常数吗？什么是理想晶体管？什么情况下 $\beta = \beta$ ？

V_{CE} 增大意味着，集电结收集电子能力增强， i_c 迅速增大，而 V_{CE} 增大到一定程度，几乎收集所有发射的电子，此时再增大， i_c 变化不明显。

β 不是常量，只能说在一个合适的 I_C 附近有微小变化时， β 可以看成常量。

理想晶体管：没有穿透电流 I_{CEO} ， β 任何工作点都相等 \Rightarrow 直流 β 和交流 β 相等。

温度对于晶体管的影响： 1. I_{CBO} ：和对于二极管反向饱和电流的影响类似。温度升高 10°C ， I_{CBO} 增加一倍。2. 对于输入特性影响 相当于温度对于二极管伏安特性的影响。3. 对输出特性的影响：温度升高， β 和 I_{CEO} 增大。



晶体管放大电路中对电压的放大是通过集电极电阻 R_C 把放大电流转化为放大的电压。（联系后面的多级放大电路的电压增益的估算，估算电流增益，再乘上输出等效电阻与输入等效电阻的比值）

BJT 放大电路能量来源： V_{CC}

R_C ：要大：能把小的电流变化转化为大的电压变化；不能太大，否则会饱和。**恰到好处！**

失真： 饱和失真： u_o 小不下去了，（饱和即 i_B 继续增大，但 i_c 没有能力跟着按一定比例增大，此时 V_{CE} 减小不下去了）（输出回路发生失真）

截止失真： i_B 正半周正常，负半周到峰值附近截止 \Rightarrow (V_{CE} 大到一定值不能继续增大（因为要小于 V_{CC} ）)

顶部失真（输入回路发生失真）

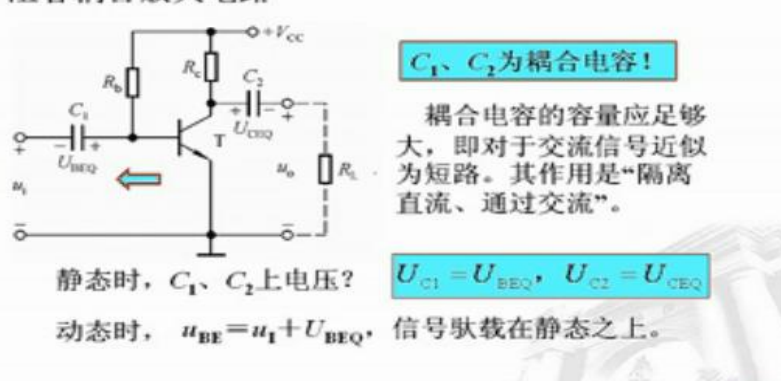
放大电路组成原则： 1. 有合适的静态工作点（交流小信号驮载在直流信号之上）2. 动态信号能够作用于输入回路 3. 不失真 对于实用放大电路：要求共地，**直流电源种类尽可能少**，负载上没有直流分量。

共地： 对于输入信号，如果有接地点，可以有效防止空中电磁波的干扰；

输出接地，如果是大功率负载，接地往往是出于安全考虑。

两种实用放大电路

阻容耦合放大电路



C_1 、 C_2 为耦合电容！

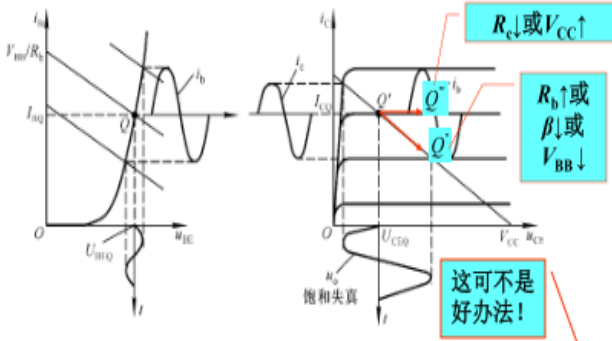
耦合电容的容量应足够大，即对于交流信号近似为短路。其作用是“隔离直流、通过交流”。

静态时， C_1 、 C_2 上电压？

$$U_{C1} = U_{BEQ}, U_{C2} = U_{CEQ}$$

动态时， $u_{BE} = u_i + U_{BEQ}$ ，信号驮载在静态之上。

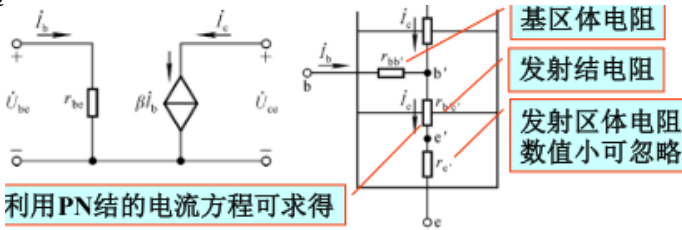
消除饱和失真的方法



- 消除方法：增大 R_b ，减小 V_{BB} ，减小 R_c ，减小 β ，增大 V_{CC} 。

最大不失真电压： $\min(U_{CEQ} - U_{CES}, I_{CQ}R_L')$

基区薄，掺杂浓度低 \Rightarrow 电阻不能忽略 \Rightarrow 基区体电阻 r_b ，几十 Ω 到几百 Ω ；发射区掺杂浓度高 \Rightarrow 体电阻可以忽略； $\frac{V_T}{I_{EQ}}$ （发射结电阻）不能忽略，因为虽然曲线看上去很陡，但是电压变化是mV级，电流变化是 μA 级。



利用PN结的电流方程可求得

$$r_{be} = \frac{U_{be}}{I_b} = r_{bb'} + r_{b'e} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}}$$

查阅手册

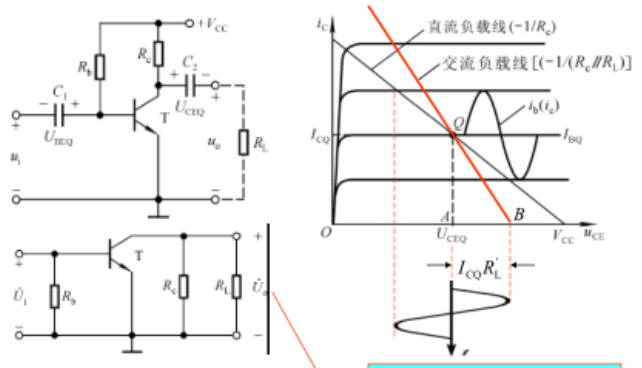
由 I_{EQ} 算出

在输入特性曲线上， Q 点越高， r_{be} 越小！

Q 点和各个动态参数紧密相连，在调整其中一个比如电压放大倍数时，一定会影响其他的参数，比如输入输出电阻，也可能导致进入饱和区、失真等等。

设计电路时候 V_{CC} 的选取：主要看想获得的最大不失真电压有多大。

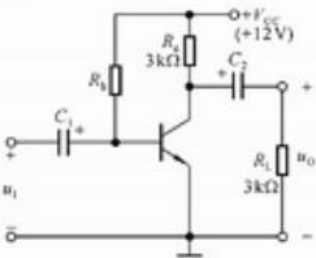
直流负载线和交流负载线



$U_{om}=?$ Q 点在什么位置 U_{om} 最大?

交流负载线应过 Q 点，且斜率决定于 $(R_c // R_L)$

讨论二



已知 $I_{CQ} = 2\text{mA}$ ， $U_{CES} = 0.7\text{V}$ 。

1. 在空载情况下，当输入信号增大时，电路首先出现饱和失真还是截止失真？若带负载的情况下呢？

- 空载和带载两种情况下 U_{om} 分别为多少？
- 在图示电路中，有无可能在空载时输出电压失真，而带上负载后这种失真消除？
- 增强电压放大能力的方法？

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}}$$

空载时沿着直流负载线变化，斜率 $-1/R_c$ ，带负载时沿着交流负载线变化，斜率 $1/R_L$

阻容耦合时判断失真要看交流负载线！（所以看 Q 是否合适要看动态的，就是交流负载线）

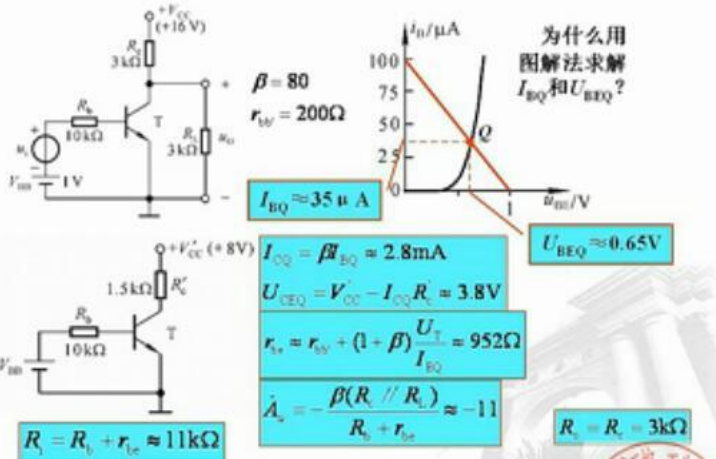
$h_{ie} \downarrow \Rightarrow I_{EQ} \uparrow \Rightarrow R_B \downarrow$ 这是最好的调整方法！在一定程度后， R_c 和 β 增大效果很微小。而且一般 β 越大意味着基区越薄，则基区体电阻越大。

注意：电子学中的公式不能单纯的看成一个数学公式，要看出其背后的物理意义，如果单纯的按照公式去调节的话可能无济于事！！

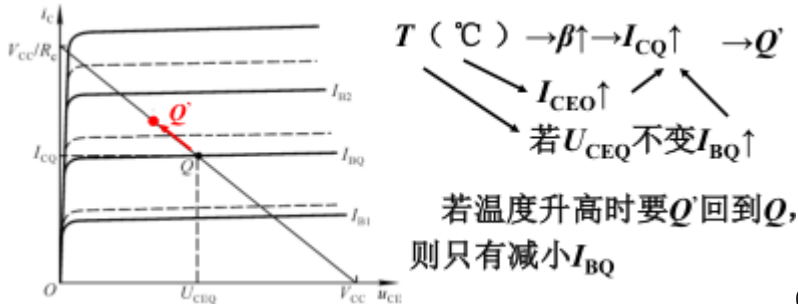
共基电路频率特性好的解释： $\alpha = \beta / (1 + \beta) = \frac{\beta_0}{1 + jf/f_{\beta 0}} / 1 + \frac{\beta_0}{1 + jf/f_{\beta 0}} = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} / 1 + j \frac{f}{(1 + \beta_0)f_{\beta 0}}$

$f_{\alpha} = (1 + \beta_0)f_{\beta} \approx f_T$ 共基电路的截止频率远高于共射电路的截止频率。因此可作为宽频带放大电路

讨论三：基本共射放大电路的静态分析和动态分析



V_{BE} 很小 \Rightarrow 所以在直流分析的时候要用图解法!

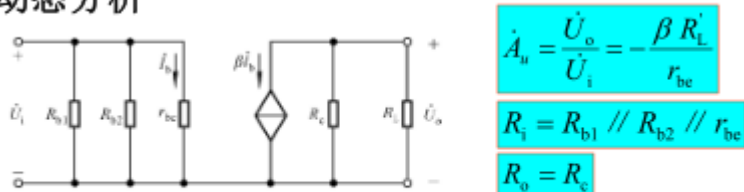


Q 点的稳定要靠 I_{BQ} 的变化来调节!!!

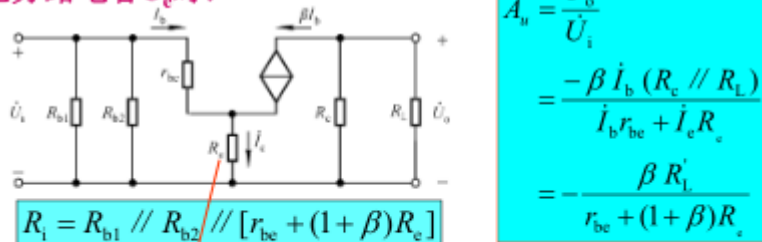
分压式偏置电路: $T (^{\circ}C) \uparrow \rightarrow I_C \uparrow (I_E \uparrow) \rightarrow U_E \uparrow$ (因为 U_{BQ} 基本不变) $\rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_C \downarrow$

Q 点稳定的原因: 1. R_E 的负反馈作用 2. 分压电路的电流 \gg 基极电流 $\Rightarrow U_{BQ}$ 基本不变

动态分析



无旁路电容 C_e 时:

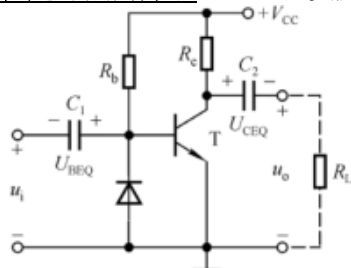


利?弊?

若 $(1+\beta)R_c \gg r_{be}$, 则 $A_u \approx -\frac{R'_L}{R_c}$

所以: 根据实际需要, 想满足稳定, 又要一定的放大倍数: 可以让一部分的 R_E 被旁路掉, 一部分仍然保留 \Rightarrow 既满足直流条件下大的 R_E 可以保证很好的稳定性, 又可以使得放大倍数不会出现明显的下降. \Rightarrow 在模拟电路中, 根据需要确定哪种参数设计是最好的!

稳定 Q 点的方法: 1. 直流负反馈 2. 用温度敏感元件



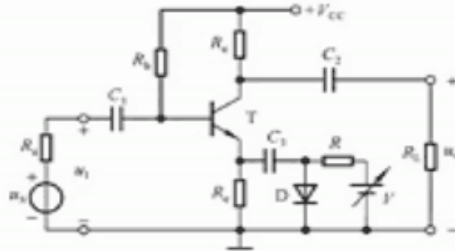
利用二极管的温度敏感性: V_{CC} 取的比较高, 温度变化时, R_B 上电流变化比较小. 温度升高, 二极管分流变大, i_B 变小, 温度降低, 二极管分流减小, i_B 变大.

射极跟随器的作用: 1. 放在大电阻后面: 利用输入电阻大的特点, 从信号源获得高的电压 2. 放在放大电路后面: 利用输出电阻小的特点, 带负载能力强 3. 放在两个电路之间, (这两个电路如果直接耦合, 参数变化大) 起到缓冲作用。

共基放大器: 输入电阻小, 通频带宽。(α 的频率特性比 β 好的多)

讨论三

电路如图, 所有电容对交流信号均可视为短路。



1. Q 为多少?
2. R_2 有稳定 Q 点的作用吗?
3. 电路的交流等效电路?
4. V 变化时, 电压放大倍数如何变化?

当 V 使得二极管导通时, 二极管等效为交流电阻, 而且 V 增加, 电阻值减小。

看是那种组态的放大电路, 就是看公共端是哪一级, 不要看上下, 集电极不一定就是上面那个!!!

放大电路的组态是针对交流信号而言的。对于晶体管(或场效应管)放大器, 观察输入信号作用在哪个电极, 输出信号又从哪个电极取出, 除此之外的另一个电极即为组态形式。例如: 若输入信号加在晶体管基极, 输出信号从集电极取出, 则该电路为共发射极组态电路。

注意:

- 三极管的集电极不能作为输入端, 而基极不能作为输出端。
- 放大器组态是针对交流信号而言的, 它与直流偏置形式无关。无论何种组态的放大器均可采用相同的分压偏置方式。

• 无论何种组态放大器, 分析方法均是相同的。第一步, 画直流通路, 并由直流通路确定静态工作点 (I_{CQ})。第二步, 画交流通路, 由交流通路画出小信号等效电路, 并计算小信号电路参数。第三步, 利用小信号等效电路分析电路动态指标 (A_v, R_i, R_o)。

(a) 共发射放大器: 既有电压放大作用、又有电流放大作用, 输入、输出电阻适中。它广泛应用于多级放大器提供增益的增益级中。

(b) 共集放大器(又称射随器): 输入电阻高、输出电阻低, 无电压放大能力、但有电流放大能力。

该电路利用 R_i 高的特点, 常作多级放大器的输入级, 提高整个电路的 R_i 。利用 R_o 低的特点, 常作多级放大器的输出级, 提高整个电路的带负载能力。利用 R_i 高、 R_o 低的特点, 又常作为缓冲级(隔离级), 以提高前级电路的增益。

(c) 共基放大器: 输入电阻低、输出电阻高, 无电流放大能力、但有电压放大能力。由于共基电路频率特性好, 故常与共发电路配合使用, 组成宽带放大器。

在计算各种动态参数的时候, 经常用到折合的概念, 其实就是等效。

例如, 在共基电路输入电阻 $R_i = R_E // \frac{r_{bc}}{1+\beta}$ 的表达式中, 电阻 R_E 两端的电压是 $i_c R_E$, 电阻 r_{bc} 两端的

电压是 $i_b r_{bc} = \frac{r_{bc} \cdot i_c}{1+\beta}$ 。显然, 若将 r_{bc} 折合到发射极回路, 认为通过的电流是 i_c , 则在保证 R_E 两端电压不变的前提下, r_{bc} 应除以 $(1+\beta)$ 。同理, 在共集电路 $R_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{bc} + (1+\beta)R'_L]$ 的表达式中, 将发射极电路中的电阻 R'_L 折合到基极回路, 应乘以 $(1+\beta)$ 。通常, 将发射极电路中的电阻折合到基极回路, 应乘以 $(1+\beta)$; 反之把基极电路的电阻折合到发射极回路, 应除以 $(1+\beta)$ 。

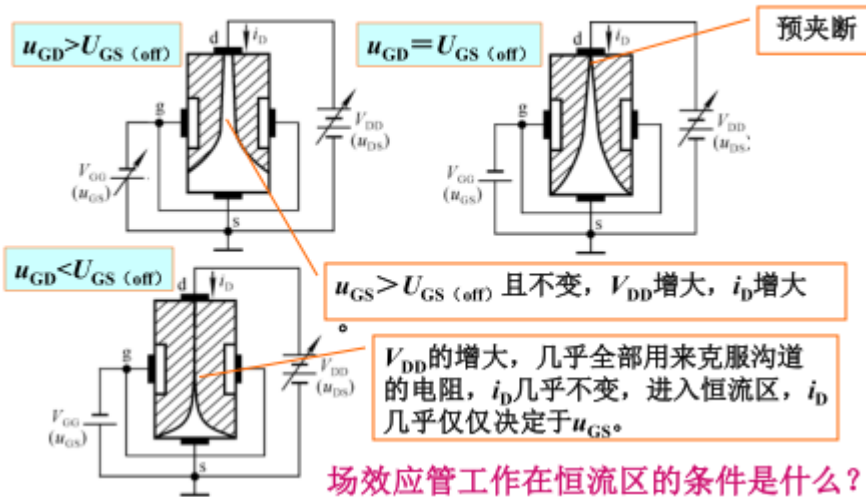
射极跟随器的输入电阻虽然很大，但是有 R_B 的限制，最大一般在几百 $k\Omega$ ，而对于比较微弱的信号源，需要 $M\Omega$ 级别的输入电阻，射极跟随器也无法正常工作，这时我们要用输入电阻可以看成无穷大的场效应管。（优点：自身噪声小，抗辐射能力强，可以工作在小的电源下）

场效应管： $s \rightarrow e$ ， $g \rightarrow b$ ， $d \rightarrow c$ 。

半导体器件的符号， \rightarrow 总是从P指向N!

V_{GS} 电压是正的时候也可以控制空间电荷区宽度，那为什么结型场效应管的 V_{GS} 是反的？答：从场效应管的优点（输入电阻特别大）来看，加上反的偏置电压会让PN结反偏，输入电流几乎为0。（对于结型场效应管，一般输入电阻在 $M\Omega$ 以上）而如果加正向电压则失去了他的意义。

漏-源电压对漏极电流的影响



场效应管工作在恒流区的条件是什么？

类似于晶体管的电流放大区， i_C 仅仅取决于 i_B ，而不随着 CE 电压变化。

场效应管工作在恒流区的条件：1. 有导电沟道（且PN结反偏）2. 预夹断

MOS管的输入电阻比JFET要大 $2 \sim 3$ 个数量级。

耗尽型MOS管和JFET相比都是加反向偏压夹断，但是耗尽型MOS管可以加正向偏压而不失去输入电阻大的特点；和增强型MOS管相比，不需要达到开启电压就可以形成导电沟道。

MOS管符号：看箭头，如果画出B（衬底），朝里是N沟道（P衬底）；如果不画出衬底，只有G,S,D，那么指向S的是N沟道（可以看成从G到S，P衬底）

非饱和区特点： I_D 同时受 V_{GS} 与 V_{DS} 的控制。当 V_{GS} 为常数时， V_{DS} 增加 I_D 近似线性增加，表现为一种电阻特性；而当 V_{DS} 为常数时， V_{GS} 增加，则 I_D 增加，又表现出一种压控电阻的特性。

可变电阻区对应BJT的饱和区。

自给偏压：由正电源获得负电压。

电子电路中一般电阻越大，噪声越大。

分压式偏置电路，通过电阻设置可以获得0，正，负的 V_{GS} ，所以适用于各种场效应管。

复合管：多只管子合理连接等效成一只管子。目的：增大 β

把大功率PNP管和小功率NPN管复合成大功率NPN管。

判断能否组成复合管：看有没有电流通路。BE导通，BC截止。

1. 各类场效应管 V_{DS} 和 V_{GS} 的极性

为保证场效应管正常工作，外部电路必须提供合适的电压。由于场效应管类型较多，单独记忆较困难，现将各类场效应管 V_{DS} 与 V_{GS} 的极性及 I_D 的流向归纳如下：

(1) V_{DS} 极性与 I_D 流向仅取决于沟道类型

N沟道FET： $V_{DS} > 0$ ， I_D 流入管子漏极。

P沟道FET： $V_{DS} < 0$ ， I_D 自管子漏极流出。

(2) V_{GS} 极性取决于工作方式及沟道类型

JFET： V_{GS} 与 V_{DS} 极性相反。

MOSFET： $\left\{ \begin{array}{l} \text{增强型：} V_{GS} \text{与} V_{DS} \text{极性相同。} \\ \text{耗尽型：} V_{GS} \text{取值任意。} \end{array} \right.$

注意：由于场效应管的 $g_m \ll$ 晶体管的 g_m ，所以共源、共栅电压增益远小于共射、共基。

3. 集成 MOS 放大器

集成 MOS 放大器与分立 MOS 放大器的电路结构相同,只是为了提高集成度,在集成 MOS 放大器中,负载电阻采用了以不同方法实现的有源电阻。通常,在分析集成 MOS 放大器时,需注意以下问题:

(1) 在分析电路性能时,必须考虑负载管衬底效应的影响(用背栅跨导表示)。

(2) 在分析过程中,若压控电流源的控制电压与电流源两端的电压相等时,压控电流源可用等效电阻置换。

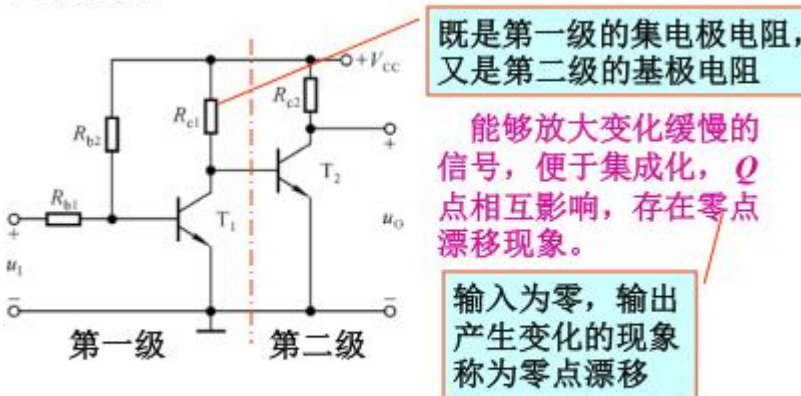
(3) 当负载管与放大管的沟道类型相同时,负载管的源极必须与放大管的漏极相连,例如,NMOS 放大器中的 E/EMOS 电路和 E/DMOS 电路。

(4) 当负载管与放大管的沟道类型不同时,负载管的漏极必须与放大管的漏极相连,例如,CMOS 放大器。

(5) 无论是 CMOS 放大器还是 NMOS 放大器,只要采用场效应管作为有源电阻,则它的电流流向就必须与放大管的电流流向一致。

(6) 由分析得知,共源组态 CMOS 放大器的 $A_v > E/DMOS$ 放大器的 $A_v > E/EMOS$ 放大器的 A_v 。

直接耦合



当输入信号为零时,前级由温度变化所引起的电流、电位的变化会逐级放大。

多级放大电路: 直接耦合: 优点: 可以放大缓慢变化的信号,即低频特性好,不需要设置电容,便于集成。缺点: Q 点相互影响,设置和调试起来困难,而且存在零飘(Q 点受温度影响发生改变,经过多级放大,最后湮没有用信号) =>为了解决零飘 差分放大电路

第一级要满足输入电阻尽可能大,所以 Q 要低一些(靠近截止区) $\frac{26mV}{I_{BQ}}$

1. 级间直流电平配置问题: 若 $R_{E2} = 0$, 则 $V_{CEQ1} \approx V_{BEQ2} \approx 0.7V$, T_1 管 Q 点靠近饱和区,输出易出现失真。解决方法: 在后级的发射极接入 R_E , 以提高基极电位,扩大前级动态范围。

2. 工作在放大状态下,为保证集电结反偏,集电极电位要高于基极电位,从而多级电路的集电极电位逐渐升高, $V_{BQ3} \approx V_{BEQ3} + I_{CQ3} R_{E3}$, $V_{CEQ3} \approx V_{CC} - I_{CQ3} (R_{C3} + R_{E3})$ 越往后级 V_{BQ} 越高、 I_{CQ} 越大、 V_{CEQ} 越小,输出的动态范围越小。解决方法: 加入电平移动电路。(如利用 PNP 与 NPN 的电位极性相反来进行电平位移)

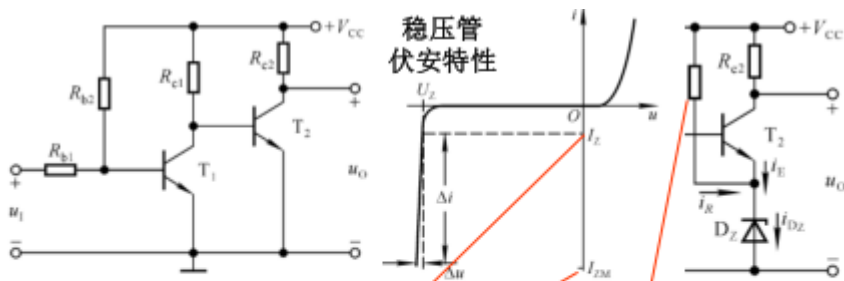
3. 零点漂移 解决方法: 差分电路作为第一级抑制温漂。

如何合理的设置静态工作点: 射极电阻问题: 可以使得温度稳定性好,但是会降低电压增益。

想法: 用一个旁路电容(因为大电阻对于第二级的放大倍数影响很大)。=>但是问题来了,对于低频信号,想起到旁路电容的作用要求电容特别大,而大电容一般都是电解电容(一圈一圈卷起来)=>有电感效应 还有漏电阻 在这里不合适 =>那么是否有一种元件,直流等效和交流等效不同呢? =>想到了二极管 直流等效为一个电池,交流等效为一个动态电阻,正好满足要求!

如果第一级需要较高的 V_{CE} , 需要很多的二极管连在一起=>显然是不合适的。对于电子电路,追求结构简单。而且很多二极管,造价提高,并且需要很多焊点,而这会导致电路的稳定性大大降低。

那怎么办?? => 稳压管



小功率管多为5mA

由最大功耗得出

必要性?

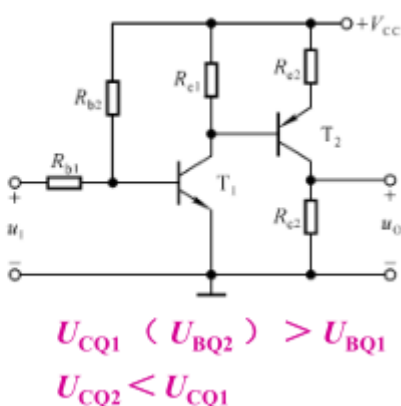
$r_z = \Delta u / \Delta i$, 小功率管多为几欧至二十几欧。

加一个电阻支路是必要的, 因为BJT I_E 一般都是1~2mA, 不足以击穿稳压管, 所以要增加电流使得稳压管反向击穿。

NPN型管和PNP型管混合使用

问题的提出:

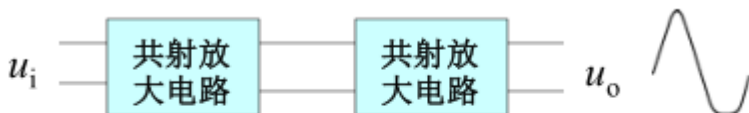
在用NPN型管组成N级共射放大电路, 由于 $U_{CQ_i} > U_{BQ_i}$, 所以 $U_{CQ_i} > U_{CQ_{(i-1)}}$ ($i=1 \sim N$), 以致于后级集电极电位接近电源电压, Q点不合适。



电子电路设计原则: 能用集成就不用分立 (除非大功率或者高频 (多级放大电路会出现带宽收缩))

多级放大电路 放大倍数可以看成各级放大倍数的乘积, 但要注意, 是带负载情况下的放大倍数, 而负载就是后一级的输入电阻。

失真分析: 由NPN型管组成的两级共射放大电路



饱和失真? 截止失真?

首先确定在哪一级出现了失真, 再判断是什么失真。

比较 U_{om1} 和 U_{im2} , 则可判断在输入信号逐渐增大时哪一级首先出现失真。

在前级均未出现失真的情况下, 多级放大电路的最大不失真电压等于输出级的最大不失真电压。

只有一级发生失真: 第一级=>截止失真 第二级=>饱和失真

两级都发生失真: 第一级截止失真而且第二级饱和失真。

U_{om1} 是第一级的最大不失真输出电压, U_{im2} 是使得第二级不失真的最大输入电压, 比较二者大小, 从而分析哪一级最先出现失真。

按下列要求组成两级放大电路: ① $R_i = 1 \sim 2k\Omega$, A_u 的数值 ≥ 3000 ; ② $R_i \geq 10M\Omega$, A_u 的数值 ≥ 300 ; ③ $R_i = 100 \sim 200k\Omega$, A_u 的数值 ≥ 150 ④ $R_i \geq 10M\Omega$, A_u 的数值 ≥ 10 , $R_o \leq 100\Omega$ 。

①共射、共射; ②共源、共射; ③共集、共射; ④共源、共集。

1. 输入电阻要求小, 第一级应该是共射, 电压放大倍数要求大, 具有这么大放大能力的不能是单级放大电路, 也就是说两个放大电路都有放大能力, 虽然共基电路和共射电路的放大能力相当, 但是他有一个显著特点是输入电阻小, 而第一级共射电路的放大倍数与负载有关, 所以不能用共基放大器, 所以采用两级共射。如果第二级想选择场效应管, 共源或者共栅有放大能力, 但是比共射要小很多, MOS管的 g_m 远小于BJT的 g_m , 而要求的放大倍数大于3000, 共射一般几十~几百, 共源就几~几十, 比较小, 所以还是考虑用两级共射。

4. 输入电阻特别大, 应该是场效应管, 输出电阻特别小, 应该是射极跟随器。

在研究多级放大电路问题时候，考虑放大倍数的要求时，不能单纯的看一个电路的能力，要考虑耦合之后各级之间的影响，输入输出电阻对于放大倍数产生影响。

直流电源一般是交流电源经过整流滤波稳压得到的，而且电源电压（电网电压）是幅值在一定范围内（±5%）波动的一般都有一定的交流分量。

差分放大电路是构成多级直接耦合放大电路的基本单元电路。

差分放大电路是由典型的工作点稳定电路演变而来的。在图 3.3.2 (a) 所示电路中，若基极电阻 R_b 上的静态电压可忽略不计，则发射极的静态电流 $I_{EQ} \approx (V_{BB} - U_{BEQ})/R_e$ ，因而可以认为其 Q 点基本稳定。但是，如果仔细研究在温度变化时 Q 点的稳定过程，就不难发现，最终，集电极电流 I_{CQ} 会有微小的变化；而且也正是这种变化在发射极电阻 R_e 上产生变化的电压（即负反馈电压），影响了晶体管的 $b-e$ 间静态电压，才达到减小温漂的目的。可以想象，只要采用直接耦合方式，这种变化就会逐级放大。

但是，如果能像图 3.2.2 (b) 所示电路那样，改变电压输出端，并寻找到一个受温度控制的直流电压源 V ，而且当晶体管集电极静态电位 U_{CQ} 变化时， V 始终与之保持相等，那么输出电压中就只有动态信号 u_1 作用的部分了，而与静态电位 U_{CQ} 及其温度漂移毫无关系。可以想象，如果采用与图(b)所示电路参数完全相同，管子特性也完全相同的电路，那么两只管子的集电极静态电位在温度变化时也将时时相等，电路以两只管子集电极电位差作为输出，就克服了温度漂移，实现了上述构思，如图(c)所示。

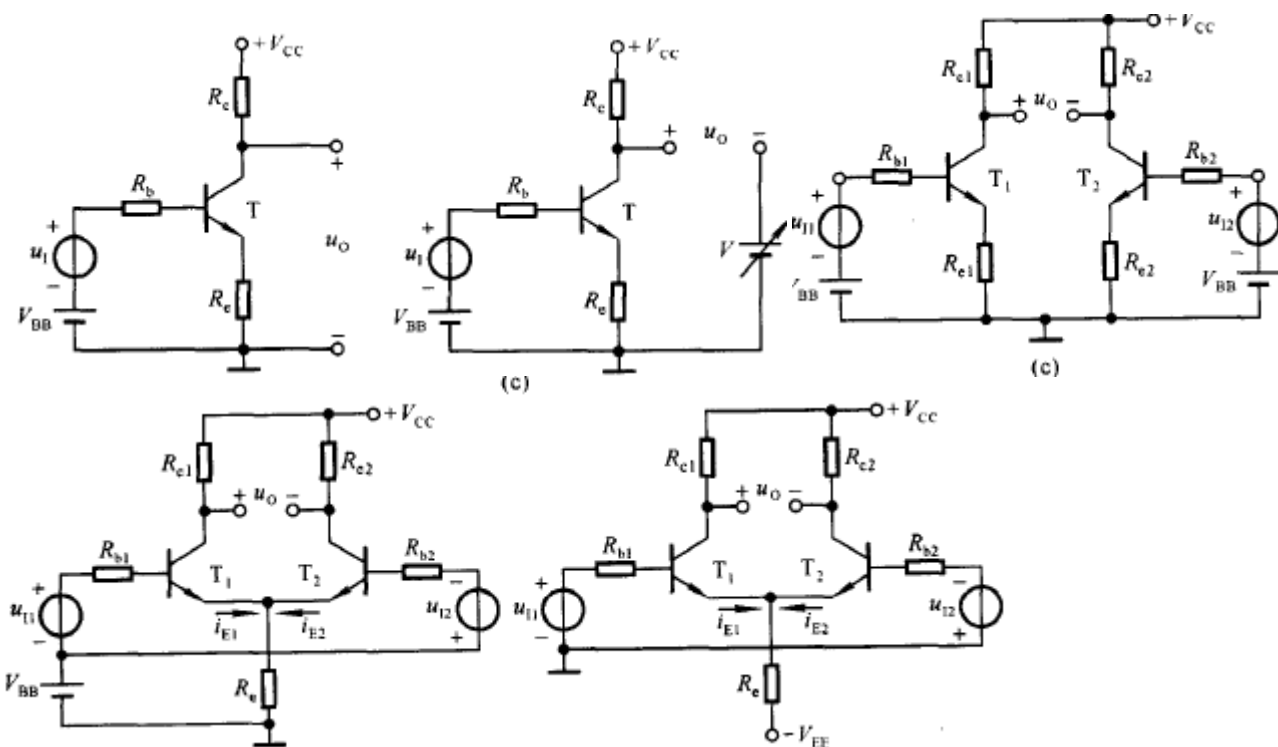
显然，对于图(c)所示电路，当 u_{11} 与 u_{12} 所加信号为大小相等极性相同的输入信号（称为共模信号）时，由于电路参数对称， T_1 管和 T_2 管所产生的电流变化相等，即 $\Delta i_{B1} = \Delta i_{B2}$ ， $\Delta i_{C1} = \Delta i_{C2}$ ；因此集电极电位的变化也相等，即 $\Delta u_{C1} = \Delta u_{C2}$ 。因为输出电压是 T_1 管和 T_2 管集电极电位差，如图(c)中所标注，所以输出电压 $u_o = u_{C1} - u_{C2} = (U_{CQ1} + \Delta u_{C1}) - (U_{CQ2} + \Delta u_{C2}) = 0$ ，说明差分放大电路对共模信号具有很强的抑制作用，在参数理想对称情况下，共模输出为零。

为使信号得以放大，需将其分成大小相等的两部分，按相反极性加在电路的两个输入端，如图(d)所示。称这种大小相等极性相反的信号为差模信号。由于 $\Delta u_{11} = -\Delta u_{12}$ ，又由于电路参数对称， T_1 管和 T_2 管所产生的电流的变化大小相等而变化方向相反，即 $\Delta i_{B1} = -\Delta i_{B2}$ ， $\Delta i_{C1} = -\Delta i_{C2}$ ；因此集电极电位的变化也是大小相等变化方向相反，即 $\Delta u_{C1} = -\Delta u_{C2}$ ，这样得到的输出电压 $\Delta u_o = \Delta u_{C1} - \Delta u_{C2} = 2\Delta u_{C1}$ ，从而实现了电压放大。但是，由于图(c)中 R_{e1} 和 R_{e2} 的存在使电路的电压放大能力变差，当它们数值较大时，甚至不能放大。

研究差模输入信号作用时， T_1 管和 T_2 管发射极电流的变化，不难发现，它们与基极电流一样，变化量的大小相等方向相反，即 $\Delta i_{E1} = -\Delta i_{E2}$ 。若将 T_1 管和 T_2 管发射极连在一起，将 R_{e1} 和 R_{e2} 合二而一，成为一个电阻 R_e ，如图(d)所示，则在差模信号作用下 R_e 中的电流变化为零，即 R_e 对差模信号无反馈作用，相当于短路，因此大大提高了对差模信号的放大能力。为了简化电路，便于调节 Q 点，也为了使电源与信号源“共地”，就产生了图(e)所示的典型差分放大电路。也有文献称之为差动放大电路，所谓“差动”，是指只有当两个输入端之间有差别（即变化量）时，输出电压才有变动（即变化量）的意思。

对于差分放大电路的分析，多是在电路参数理想对称情况下进行的。所谓电路参数理想对称，是指在对称位置的电阻值绝对相等，两只晶体管在任何温度下输入特性曲线与输出特性曲线都完全重合。

应当指出，由于实际电阻的阻值误差各不相同，特别是晶体管特性的分散性，任何实际差分放大电路的参数不可能理想对称。



二、长尾式差分放大电路

图 3.3.3 所示为典型的差分放大电路，由于 R_e 接负电源 $-V_{EE}$ ，拖一个尾巴，故称为长尾式电路，电路参数理想对称，即 $R_{b1} = R_{b2} = R_b$ ， $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ ； T_1 管与 T_2 管的特性相同， $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ ， $r_{be1} = r_{be2} = r_{be}$ ； R_e 为公共的发射极电阻。

1. 静态分析

当输入信号 $u_{i1} = u_{i2} = 0$ 时，电阻 R_e 中的电流等于 T_1 管和 T_2 管的发射极电流之和，即

$$I_{R_e} = I_{EQ1} + I_{EQ2} = 2I_{EQ}$$

根据基极回路方程

$$I_{BQ} R_b + U_{BEQ} + 2I_{EQ} R_e = V_{EE} \quad (3.3.1)$$

可以求出基极静态电流 I_{BQ} 或发射极电流 I_{EQ} ，从而解出静态工作点。通常情况下，由于 R_b 阻值很小（很多情况下 R_b 为信号源内阻），而且 I_{BQ} 也很小，所以 R_b 上的电压可忽略不计，发射极电位 $U_{EQ} \approx -U_{BEQ}$ ，因而发射极静态电流

$$I_{EQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_e} \quad (3.3.2)$$

可见，只要合理地选择 R_e 的阻值，并与电源 V_{EE} 相配合，就可以设置合适的静态工作点。由 I_{EQ} 可得 I_{BQ} 和 U_{CEQ} ：

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} \quad (3.3.3)$$

$$U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} R_c + U_{BEQ} \quad (3.3.4)$$

由于 $U_{CQ1} = U_{CQ2}$ ，所以 $u_o = U_{CQ1} = U_{CQ2} = 0$ 。

2. 对共模信号的抑制作用

从差分放大电路组成的分析可知，电路参数的对称性起了相互补偿的作用，抑制了温度漂移。当电路输入共模信号时，如图 3.3.4 所示，基极电流和集电极电流的变化量相等，即 $\Delta i_{B1} = \Delta i_{B2}$ ， $\Delta i_{C1} = \Delta i_{C2}$ ；因此，集电极电位的

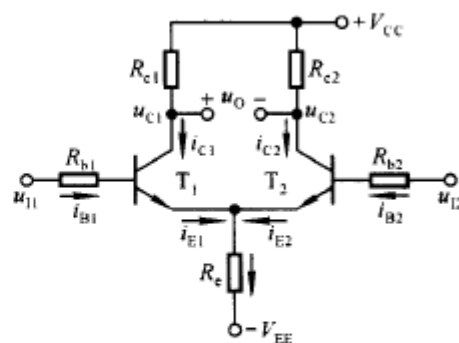
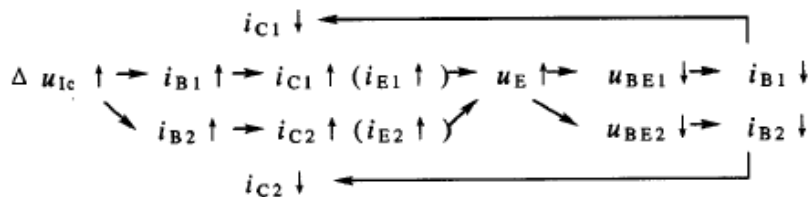


图 3.3.3 长尾式差分放大电路

变化也相等, 即 $\Delta u_{C1} = \Delta u_{C2}$, 从而使得输出电压 $u_o = 0$, 即对共模信号不放大。由于电路参数的理想对称性, 温度变化时管子的电流变化完全相同, 故可以将温度漂移等效成共模信号。

实际上, 差分放大电路对共模信号的抑制, 不但利用了电路参数对称性所起的补偿作用, 使两只晶体管的集电极电位变化相等; 而且还利用了发射极电阻 R_e 对共模信号的负反馈作用, 抑制了每只晶体管集电极电流的变化, 从而抑制集电极电位的变化。

从图 3.3.4 中可以看出, 当共模信号作用于电路时, 两只管子发射极电流的变化量相等, 即 $\Delta i_{E1} = \Delta i_{E2} = \Delta i_E$; 显然, R_e 上电流的变化量为 2 倍的 Δi_E , 因而发射极电位的变化量 $\Delta u_E = 2\Delta i_E R_e$ 。 Δu_E 的变化方向与输入共模信号的变化方向相同, 致使 b-e 间电压的变化 (Δu_{BE}) 方向与 Δu_E 相反, 而基极电流必将随 Δu_{BE} 产生与 Δu_{BE} 变化方向相同的变化 Δi_B , 从而减小集电极电流的变化 Δi_C , 也就抑制了集电极电位的变化。例如, 当所加共模信号 Δu_{ic} 为正时, 简述晶体管各极之间电流、电压的变化方向如下:



因为 $\Delta u_E = \Delta i_E (2R_e)$, 所以对于每边晶体管而言, 发射极等效电阻为 $2R_e$ 。由于 R_e 对共模信号起负反馈作用, 故称之为共模负反馈电阻。 R_e 阻值愈大, 负反馈作用愈强, 集电极电流变化愈小, 因而集电极电位的变化也就愈小。但 R_e 的取值不宜过大, 因为由式 (3.3.2) 可知, 它受电源电压 V_{EE} 的限制。为了描述差分放大电路对共模信号的抑制能力, 引入“共模放大倍数 A_c ”这一参数^①, 定义为

$$A_c = \frac{\Delta u_{Oc}}{\Delta u_{ic}} \quad (3.3.5)$$

式中 Δu_{ic} 为共模输入电压, Δu_{Oc} 是 Δu_{ic} 作用下的输出电压。它们可以是缓慢变化的信号, 也可以是正弦交流信号。

在图 3.3.3 所示差分放大电路中, 在电路参数理想对称的情况下, $A_c = 0$ 。

3. 对差模信号的放大作用

当给差分放大电路输入一个差模信号 Δu_{id} 时, 由于电路参数的对称性, Δu_{id} 经分压后, 加在 T_1 管一边的为 $+\Delta u_{id}/2$, 加在 T_2 一边的为 $-\Delta u_{id}/2$, 如 3.3.5 (a) 所示。

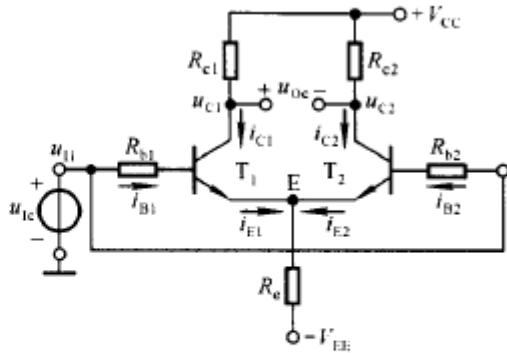
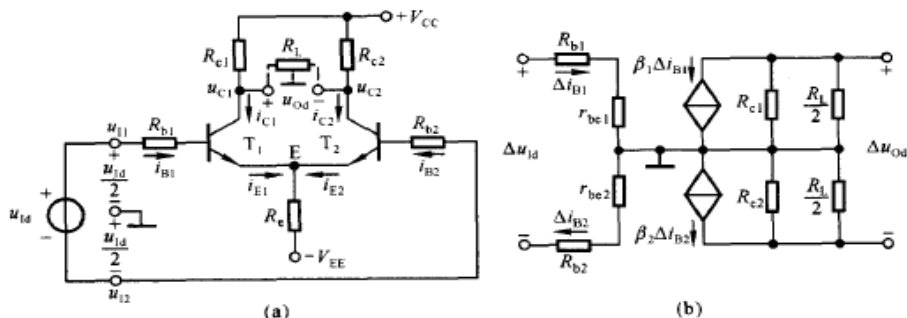


图 3.3.4 差模放大电路输入共模信号

由于 E 点电位在差模信号作用下不变, 相当于接“地”; 又由于负载电阻的中点电位在差模信号作用下不变, 也相当于接“地”端, 因而 R_L 被分成相等的两部分, 分别接在 T_1 管和 T_2 管的 c-e 之间, 所以图 3.3.5 (a) 所示电路在差模信号作用下的交流等效电路如图 (b) 所示。

输入差模信号时的电压放大倍数称为差模放大倍数, 记作 A_d ^①, 定义为

$$A_d = \frac{\Delta u_{Od}}{\Delta u_{Id}} \quad (3.3.6)$$

式中的 Δu_{Od} 是 Δu_{Id} 作用下的输出电压。从图 (b) 中可知, $\Delta u_{Id} = 2\Delta i_{B1}(R_b + r_{be})$, $\Delta u_{Od} = -2\Delta i_{C1}\left(R_c // \frac{R_L}{2}\right)$, 所以

$$A_d = -\frac{\beta\left(R_c // \frac{R_L}{2}\right)}{R_b + r_{be}} \quad (3.3.7)$$

由此可见, 虽然差分放大电路用了两只晶体管, 但它的电压放大能力只相当于单管共射放大电路。因而差分放大电路是以牺牲一只管子的放大倍数为代价, 来换取低温漂的效果。

根据输入电阻的定义, 从图 (b) 可以看出

$$R_i = 2(R_b + r_{be}) \quad (3.3.8)$$

它是单管共射放大电路输入电阻的两倍。

电路的输出电阻

$$R_o = 2R_c \quad (3.3.9)$$

也是单管共射放大电路输出电阻的两倍。

为了综合考察差分放大电路对差模信号的放大能力和对共模信号的抑制能力, 特引入了一个指标参数——共模抑制比, 记作 K_{CMR} , 定义为

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (3.3.10)$$

其值愈大, 说明电路性能愈好。对于图 3.3.3 所示电路, 在电路参数理想对称的情况下, 由于 $A_c = 0$, $K_{CMR} = \infty$ 。

4. 电压传输特性

放大电路输出电压与输入电压之间的关系曲线称为电压传输特性, 即

$$u_o = f(u_i) \quad (3.3.11)$$

将差模输入电压 Δu_{Id} 按图 3.3.5 (a) 接到输入端, 并令其幅值由零逐渐增加, 输出端的 Δu_{Od} 也将出现相应的变化, 画出二者的关系, 如图 3.3.6 中实线^①所示。可以看出, 只有在中间一段二者是线性关系, 斜率就是式 (3.3.6) 所表示的差模放大倍数。当输入电压幅值过大时, 输出电压就会产生失真, 若再加大 Δu_{Id} , 则 Δu_{Od} 将趋于不变, 其数值取决于电源电压 V_{CC} 。

若改变 Δu_{Id} 的极性, 则可得到另一条如图中虚线所示的曲线, 它与实线完全对称。

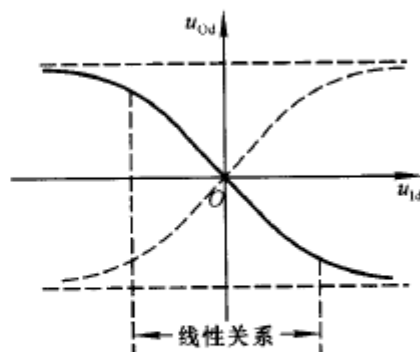


图 3.3.6 差动放大电路的电压传输特性

三、差分放大电路的四种接法

在图 3.3.3 所示电路中, 输入端与输出端均没有接“地”点, 称为双端输

人、双端输出电路。在实际应用中,为了防止干扰和满足负载的需要,常将信号源的一端接地,或者将负载电阻的一端接地。根据输入端和输出端接地情况不同,除上述双端输入、双端输出电路外,还有双端输入、单端输出,单端输入、双端输出和单端输入、单端输出,共四种接法。下面分别介绍单端输出与单端输入电路的特点。

1. 双端输入、单端输出电路

图 3.3.7 所示为双端输入、单端输出差分放大电路。与图 3.3.3 所示电路相比,只是输出方式不同,其负载电阻 R_L 的一端接 T_1 管的集电极,另一端接地。它的输出回路已不对称,因此影响了它的静态工作点和动态参数。

画出图 3.3.7 所示电路的直流通路如图 3.3.8 所示,图中 V'_{CC} 和 R'_c 是利用戴维南定理进行变换得出的等效电源和电阻,其表达式分别为

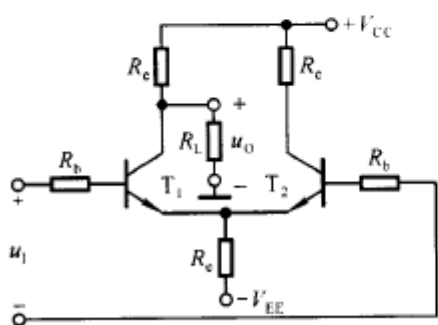


图 3.3.7 双端输入、单端输出
差分放大电路

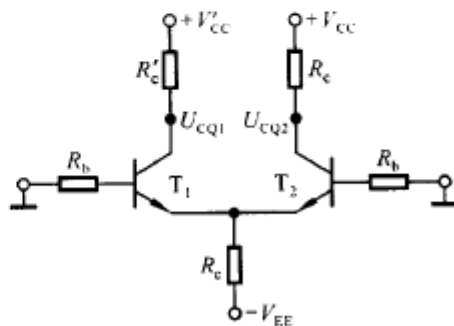


图 3.3.8 图 3.3.7 所示
电路的直流通路

$$V'_{CC} = \frac{R_L}{R_c + R_L} \cdot V_{CC} \quad R'_c = R_c // R_L$$

虽然由于输入回路参数对称,使静态电流 $I_{BQ1} = I_{BQ2}$,从而 $I_{CQ1} = I_{CQ2}$;但是,由于输出回路的不对称性,使 T_1 管和 T_2 管的集电极电位 $u_{CQ1} \neq u_{CQ2}$,从而使管压降 $u_{CEQ1} \neq u_{CEQ2}$ 。由图 3.3.8 可得

$$U_{CQ1} = V'_{CC} - I_{CQ} R'_c \quad (3.3.14)$$

$$U_{CQ2} = V_{CC} - I_{CQ} R_c \quad (3.3.15)$$

静态工作点 I_{CQ} 、 I_{BQ} 和 U_{CEQ1} 、 U_{CEQ2} 可通过式(3.3.2)、(3.3.3)、(3.3.4) 计算。

因为在差模信号作用时,负载电阻仅取得 T_1 管集电极电位的变化量,所以与双端输出电路相比,差模放大倍数的数值减小。画出图 3.3.7 所示电路对差模信号的等效电路,如图 3.3.9 所示。

在差模信号作用时,由于 T_1 管与 T_2 管中电流大小相等方向相反,所以发射极相当于接地。输出电压 $\Delta u_{Od} = -\Delta i_c (R_c // R_L)$, 输入电压 $\Delta u_{Id} = 2\Delta i_B (R_b + r_{be})$, 因此差模放大倍数

$$A_d = \frac{\Delta u_{Od}}{\Delta u_{Id}} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}} \quad (3.3.16)$$

电路的输入回路没有变,所以输入电阻 R_i 仍为 $2(R_b + r_{be})$ 。

电路的输出电阻 R_o 为 R_c , 是双端输出电路输出电阻的一半。

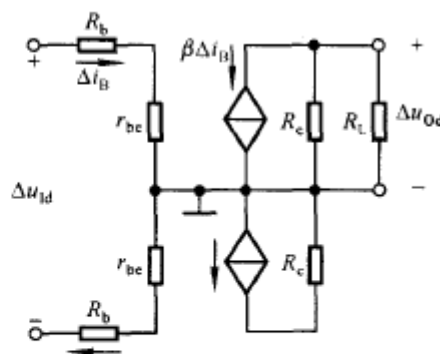


图 3.3.9 图 3.3.7 所示电路对差
模信号的等效电路

如果输入差模信号极性不变，而输出信号取自 T_2 管的集电极，则输出与输入同相。

当输入共模信号时，由于两边电路的输入信号大小相等级性相同。所以发射极电阻 R_e 上的电流变化量 $\Delta i_E = 2\Delta i_E$ ，发射极电位的变化量 $\Delta u_E = 2\Delta i_E R_e$ ；对于每只管子而言，可以认为是 Δi_E 流过阻值为 $2R_e$ 所造成的，如图 3.3.10 (a) 所示。因此，与输出电压相关的 T_1 管一边电路对共模信号的等效电路如图 3.3.10 (b) 所示。从图上可以求出

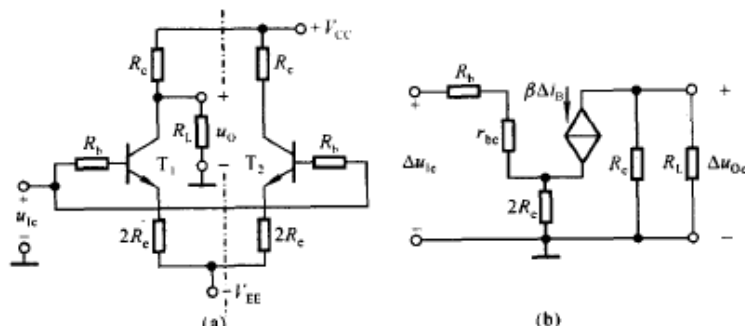


图 3.3.10 图 3.3.7 所示电路对共模信号的等效电路

(a) 将射极电阻 R_e 进行等效变换 (b) 交流等效电路

$$A_c = \frac{\Delta u_{Oe}}{\Delta u_{Ic}} = - \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e} \quad (3.3.17)$$

共模抑制比

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}{2(R_b + r_{be})} \quad (3.3.18)$$

从式(3.3.17)和(3.3.18)可以看出， R_e 愈大， A_c 的值愈小， K_{CMR} 愈大，电路的性能也就愈好。因此，增大 R_e 是改善共模抑制比的基本措施。

2. 单端输入、双端输出电路

图 3.3.11 (a) 所示为单端输入、双端输出电路，两个输入端中有一个接地，输入信号加在另一端与地之间。因为电路对于差模信号是通过发射极相连的方式将 T_1 管的发射极电流传递到 T_2 管的发射极的，故称这种电路为射极耦合电路。

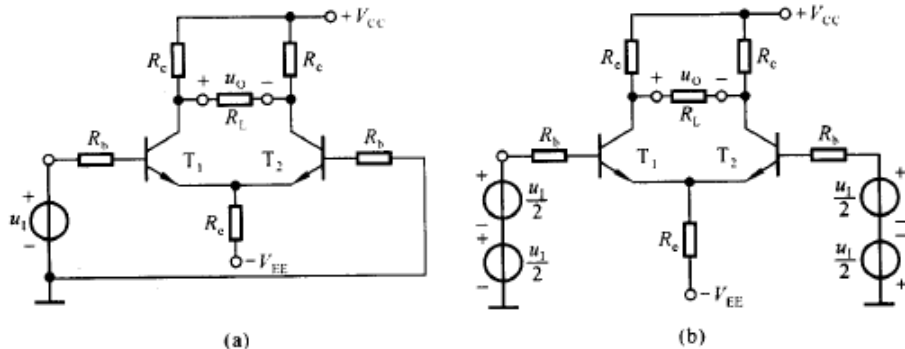


图 3.3.11 单端输入、双端输出电路

(a) 电路 (b) 输入信号的等效变换

为了说明这种输入方式的特点，不妨将输入信号进行如下的等效变换。在加信号一端，可将输入信号分为两个串联的信号源，它们的数值均为 $\Delta u_1/2$ ，极性相同；在接地一端，也可等效为两个串联的信号源，它们的数值均为 $\Delta u_1/2$ ，但极性相反，如图(b)所示。不难看出，同双端输入时一样，左右两边获得的差模信号为 $\pm \Delta u_1/2$ ；但是与此同时，两边输入了 $\Delta u_1/2$ 的共模信号。可见，单端输入电路与双端输入电路的区别在于：在差模信号输入的同时，伴随着共模信号输入。因此，在共模放大倍数 A_c 不为零时，输出端不仅有差模信号作用而得到的差模输出电压，而且还有共模信号作用而得到的共模输出电压，即输出电压

$$\Delta u_o = A_d \Delta u_1 + A_c \cdot \frac{\Delta u_1}{2} \quad (3.3.19)$$

当然，若电路参数理想对称，则 $A_c = 0$ ，即式中的第二项为 0，此时 K_{CMR} 将为无穷大。

单端输入、双端输出电路与双端输入、双端输出电路的静态工作点以及动态参数的分析完全相同，这里不再一一推导。

3. 单端输入、单端输出电路

图 3.3.12 所示为单端输入、单端输出电路，对于单端输出电路，常将不输出信号一边的 R_c 省掉。该电路对 Q 点、 A_d 、 A_c 、 R_i 和 R_o 的分析与图 3.3.7 所示电路相同，对输入信号作用的分析与图 3.3.11 所示电路相同。

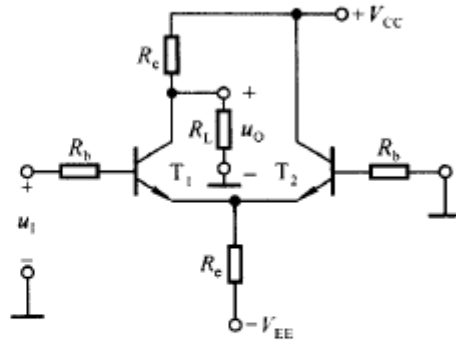


图 3.3.12 单端输入、单端输出电路

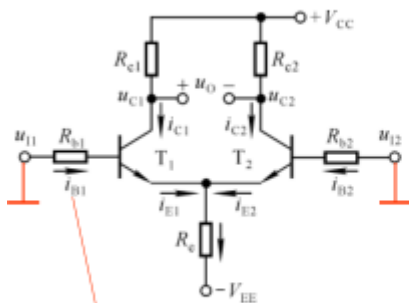
由以上分析可知，将四种接法的动态参数特点归纳如下：

(1) 输入电阻均为 $2(R_b + r_{be})$ 。

(2) A_d 、 A_c 、 R_o 与输出方式有关，双端输出时， A_d 见式 (3.3.7)， $A_c = 0$ ， $R_o = 2R_c$ ；单端输出时， A_d 与 A_c 分别见式 (3.3.16)、(3.3.17)，而 $R_o = R_c$ 。

(3) 单端输入时，在差模信号输入的同时总伴随着共模输入。若输入信号为 Δu_1 ，则 $\Delta u_{id} = \Delta u_1$ ， $\Delta u_{ic} = +\Delta u_1/2$ ，输出电压表达式是 (3.3.19)。

1. Q点：令 $u_{i1} = u_{i2} = 0$



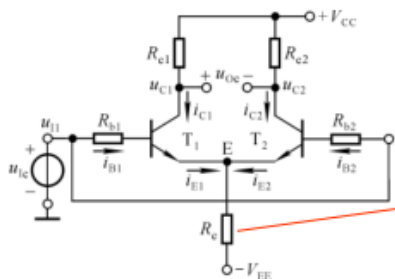
$$\begin{aligned} I_{BQ1} &= I_{BQ2} = I_{BQ} \\ I_{CQ1} &= I_{CQ2} = I_{CQ} \\ I_{EQ1} &= I_{EQ2} = I_{EQ} \\ U_{CQ1} &= U_{CQ2} = U_{CQ} \\ u_o &= U_{CQ1} - U_{CQ2} = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{EE} &= I_{BQ} + U_{BEQ} + 2I_{EQ}R_c \\ &\text{因为 } R_b \text{ 小, 且 } I_{BQ} \text{ 很小, 所以} \\ I_{EQ} &\approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_c} \end{aligned}$$

R_b 是必要的吗?

和以前设置 Q 点的方式 (注入一定的 I_B) 不同，给输出注入一定电流来确定 Q 点。

2. 抑制共模信号： R_e 的共模负反馈作用



$$\begin{aligned} \text{共模放大倍数 } A_c &= \frac{\Delta u_{oc}}{\Delta u_{ic}} \\ \text{参数理想对称时 } A_c &= 0 \end{aligned}$$

对于每一边电路， $R_c = ?$

R_e 的共模负反馈作用：温度变化所引起的变化等效为共模信号

$$\text{如 } T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow I_{C1} \uparrow I_{C2} \uparrow \rightarrow U_E \uparrow \rightarrow I_{B1} \downarrow I_{B2} \downarrow \rightarrow I_{C1} \downarrow I_{C2} \downarrow$$

抑制了每只差分管集电极电流、电位的变化。

抑制共模信号：利用对称性使得共模输出为 0，并且利用 R_E 的负反馈作用，以 $2R_E$ 大小进行负反馈 (运放特点：输入电阻很大 (MΩ)，输出电阻很小 (几 Ω ~ 几十 Ω))

(a) 半电路差模交流通路

两半电路交流通路的关键就在于如何对公共器件(R_{EE} 、 R_L)进行处理。

电阻 R_{EE} : 无论输入输出采用什么方式, R_{EE} 均可视为短路。此时, 差放分解为两个简单共发电路。

负载 R_L : $\begin{cases} \text{双端输出, 每管负载为 } R_L/2。 \\ \text{单端输出, 每管负载为 } R_L。 \end{cases}$

(b) 差模性能指标

R_{id} 与电路输入、输出方式无关, 它等于单级共发电路输入电阻的两倍。

R_{od} 仅与输出方式有关:

$\begin{cases} \text{双端输出, } R_{od} \text{ 等于单级共发电路输出电阻的两倍。} \\ \text{单端输出, } R_{od} \text{ 就是单级共发电路的输出电阻。} \end{cases}$

A_{vd} 仅与输出方式有关:

$\begin{cases} \text{双端输出, } A_{vd} \text{ 等于单级共发电路的电压增益。} \\ \text{单端输出, } A_{vd1} \text{ 等于单级共发电路电压增益的一半。} \end{cases}$

注意: $A_{vd1} = -A_{vd2}$, T_1 管集电极为反相输出端, T_2 管为同相输出端。由于 v_{id} 加在两管输入端之间, 因此, R_{id} 始终等于单级共发电路输入电阻的两倍。

(3) 共模性能分析(表 4-5)

(a) 半电路共模交流通路

电阻 R_{EE} : 与输入输出方式无关, 每管射极等效电阻均为 $2R_{EE}$ 。此时, 差放分解为二个射极接电阻($2R_{EE}$)的共发电路。

负载 R_L : $\begin{cases} \text{双端输出, 负载 } R_L \text{ 相当于开路。} \\ \text{单端输出, 每管负载为 } R_L。 \end{cases}$

(b) 共模性能指标

R_{ic} 与电路输入、输出方式无关, 等于射极接 $2R_{EE}$ 的单级共发电路输入电阻。

R_{oc} 仅与输出方式有关:

$\begin{cases} \text{双端输出: } R_{oc} \text{ 没有意义;} \\ \text{单端输出: } R_{oc} \text{ 就是射极接 } 2R_{EE} \text{ 的单级共发电路输出电阻。} \end{cases}$

A_{ic} 仅与输出方式有关:

$\begin{cases} \text{双端输出: 因电路对称, 则 } A_{ic} = 0。 \\ \text{单端输出: } A_{ic1} = A_{ic2} \text{ 等于射极接 } 2R_{EE} \text{ 的单级共发电路电压增益。} \end{cases}$

注意: 由于 v_{ic} 加在单管输入端, 因此 R_{ic} 等于射极接 $2R_{EE}$ 的单级共发电路输入电阻。

(4) 任意输入时电路的输出电压(表 4-5)

电路单端输出时, 输出电压 v_{o1} 与 v_{o2} 均等于单端差模输出电压与共模输出电压的叠加值。而双端输出时, 输出电压 v_o 与共模信号无关, 等于差模输入电压 v_{id} 与双端输出差模电压增益 A_{vd} 的乘积。

4. 电路两边不对称对性能的影响

实际差分放大器, 电路不可能做到完全对称。例如: 两管集电极电阻 R_C 不相等, T_1 和 T_2 两管的 β 及 $V_{BE(on)}$ 不对称等。这些都将给电路带来运算误差。

总输入失调电压 $V_{IO\Sigma} = V_{IO} + I_{IO}R_S$

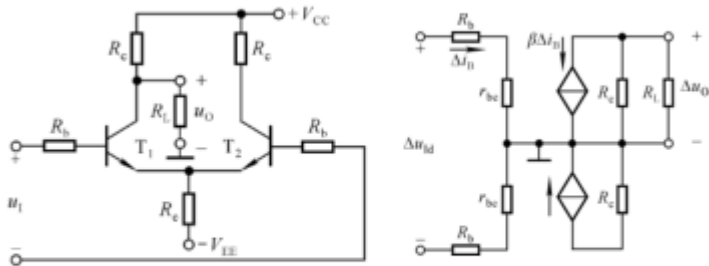
其中, 失调电压 V_{IO} 反映由两管参数 $V_{BE(on)}$ 、 I_S 及 R_C 不等引起的失调。失调电流 I_{IO} 主要反映因两管 β 值不等而引起的失调。

当信号源内阻 R_s 较小时, 失调以 V_{IO} 为主, 为减小 $V_{IO\Sigma}$, 应选择失调电压 V_{IO} 小的差分放大器; 当 R_s 较大时, 失调以 I_{IO} 为主, 为减小 $V_{IO\Sigma}$, 应选择失调电流 I_{IO} 小的差分放大器。

减小失调的方法是采用调零电路。

注意, 调零电路不能克服失调温漂的影响。若要减小失调温漂, 则应减小失调电压 V_{IO} 与失调电流 I_{IO} 。(暂时不需要掌握, 作为拓展)

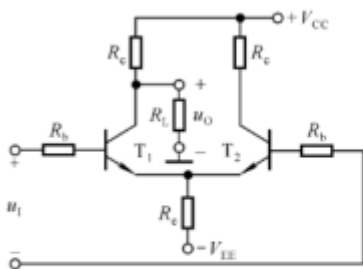
双端输入单端输出: 差模信号作用下的分析



$$A_d = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}}$$

$$R_i = 2(R_b + r_{be}), R_o = R_c$$

双端输入单端输出: 问题讨论



$$A_d = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}}$$

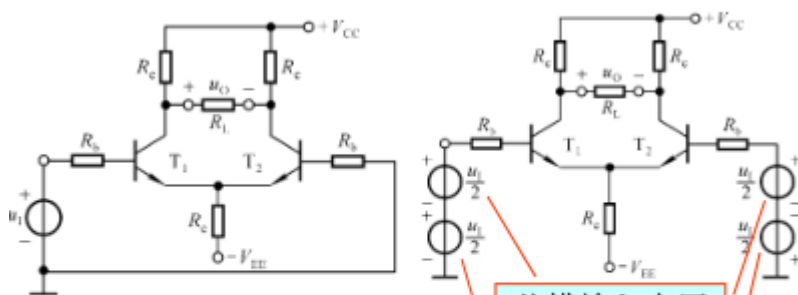
$$K_{CMR} = \frac{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_c}{R_b + r_{be}}$$

$$R_i = 2(R_b + r_{be}), R_o = R_c$$

- (1) T_2 的 R_c 可以短路吗?
- (2) 什么情况下 A_d 为 “+” ?
- (3) 双端输出时的 A_d 是单端输出时的 2 倍吗?

可以短路。因为在这里并不需要一个电阻起到把变化的电流转化成变化的电压输出的作用。去掉后 T_2 管子是一个射极跟随器。

2. 单端输入双端输出



在输入信号作用下发射极的电位变化吗? 说明什么?

共模输入电压

差模输入电压

输入差模信号的同时总是伴随着共模信号输入:

$$u_{id} = u_1, u_{ic} = u_1 / 2$$

单端输入可以解决共地问题, 但是带来的问题是

一定有共模输入。想降低共模输出 \Rightarrow 调节对称性 增强共模输入下的负反馈
输入输出电阻指的是差模输入条件下的输入输出电阻。

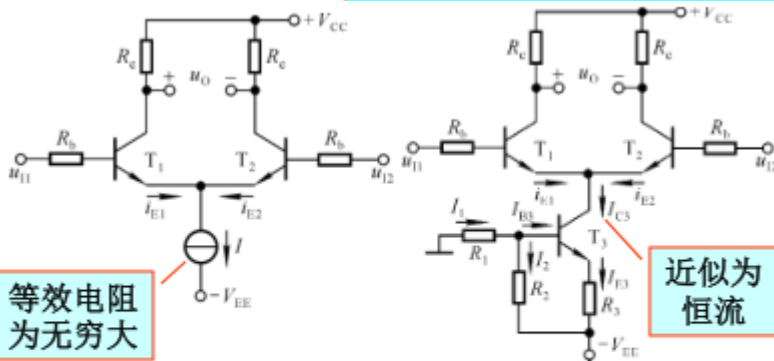
对于差分放大电路, 想抑制共模输出, (双端输出也存在不完全对称, 也有一定程度的共模输出), 需要较大的射极电阻。但是过大的电阻对于 Q 点的设置是不利的。所以我们需要一个电子系统, 具有这样的特点: 在直流下可以提供一定的电流, 在交流下等效为一个很大的电阻。 \Rightarrow 电流源 直流电流恒定, 交流电阻无穷大!

四种接法的比较：电路参数理想对称条件下

输入方式： R_i 均为 $2(R_b+r_{be})$ ；双端输入时无共模信号输入，单端输入时有共模信号输入。

输出方式： Q 点、 A_d 、 A_c 、 K_{CMR} 、 R_o 均与之有关。

| | |
|---|--|
| 双端输出： $A_d = \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}}$ $A_c = 0$ $K_{CMR} = \infty$ $R_o = 2R_c$ | 单端输出： $A_d = \frac{\beta(R_c // R_L)}{2(R_b + r_{be})}$ $A_c = \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_c}$ $K_{CMR} = \frac{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_c}{2(R_b + r_{be})}$ $R_o = R_c$ |
|---|--|



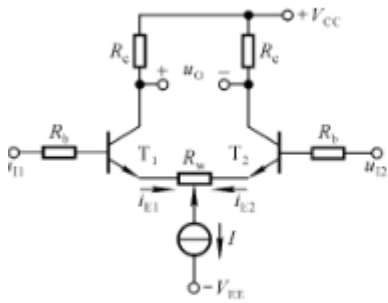
等效电阻为无穷大

近似为恒流

$$I_2 \gg I_{B3}, I_{E3} \approx \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{EE} - U_{BEQ}}{R_3}$$

T_3 管子是一个射极串电阻的负反馈稳定电流电路。

1. 加调零电位器 R_W



- 1) R_W 取值应大些？还是小些？
- 2) R_W 对动态参数的影响？
- 3) 若 R_W 滑动端在中点，写出 A_d 、 R_i 的表达式。

$$A_d = - \frac{\beta R_c}{R_b + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_W}{2}}$$

$$R_i = 2(R_b + r_{be}) + (1 + \beta)R_W$$

R_W 应该小一些，如果必须很大才能调零，说明电路的参数对称性太差，需要重新选择元件。

差分放大电路和其他基本放大电路的区别：单端输出的时候，既可以使输出和信号源同向，也可以使输出和信号源反向。（在引入负反馈的时候比较灵活，可以引入4种组态的负反馈）

放大电路的读图方法：1. 化整为零，按照信号的流通顺序把N级放大电路分为N个基本放大电路。2. 识别每一级的组态，从而确定其特点。3. 纵观总体：分析整个电路的特点（输入输出电阻，电压增益，共模抑制比等等）4. 定量计算：必要时估算主要的动态参数。

集成运放特点：高性能（输入电阻很大，输出电阻很小，电压放大倍数很大（差模），共模抑制比大），造价低，可靠性高（器件少，焊点少）（和为了满足相同要求的分立元件相比）

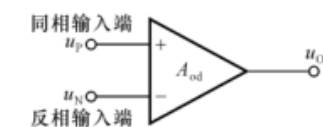
1. 直接耦合（大电容不利于集成）2. 用复杂电路实现高性能（电路的复杂性并不会带来工艺的复杂性）3. 有源元件代替无源元件（用有源负载代替难于制作的大电阻）4. 运用复合管。（增大 β ，解决耐压问题等）

差分放大电路Q点设置方法：以共射为例，注入一个合适的 I_{EQ} =>电流源偏置

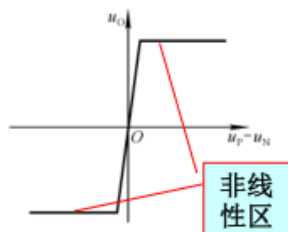
集成电路中的二极管一般都是采用把三极管的两级短路构成二极管，可以补偿温度变化带来的影响。

输入级一般用差分电路，输入电阻大，共模抑制比大。中间放大级一般用多级共射，放大能力强。

集成运放的符号和电压传输特性 $u_O=f(u_P-u_N)$



在线性区：
 $u_O = A_{od}(u_P - u_N)$
 A_{od} 是开环差模放大倍数。



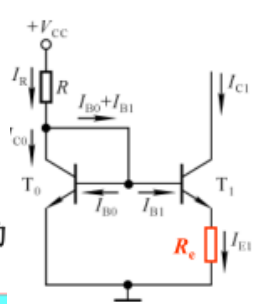
由于 A_{od} 高达几十万倍，所以集成运放工作在线性区时的最大输入电压 $(u_P - u_N)$ 的数值仅为几十~一百多微伏。

$(u_P - u_N)$ 的数值大于一定值时，集成运放的输出不是 $+U_{OM}$ ，就是 $-U_{OM}$ ，即集成运放工作在非线性区。

新的思路：小电阻获得小电流。

微电流源

要求提供很小的静态电流，又不能用电阻。



$$I_{E1} = (U_{BE0} - U_{BE1}) / R_e$$

$$I_E \approx I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}, \quad I_{E0} / I_{E1} \approx I_S e^{(U_{BE0} - U_{BE1}) / U_T}$$

$$U_{BE0} - U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}} = I_{E1} R_e$$

$$I_{E1} \approx I_{C1}$$

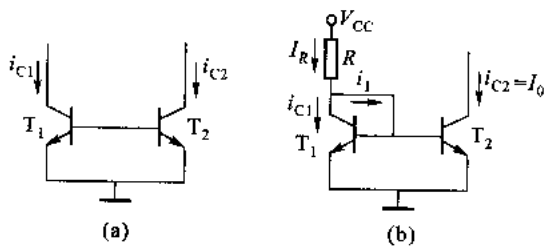
$$I_{E0} \approx I_{C0} \approx I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R}$$

超越方程

设计过程很简单，首先确定 I_{E0} 和 I_{E1} ，然后选定 R 和 R_e 。

2. 镜像电流源工作原理

图4-4(a)为镜像电流源电路，若 T_1 、 T_2 是两个性能上严格配对的三极管，且两管集电极电压相等，则 $i_{C1} = i_{C2}$ ，称 i_{C2} 是 i_{C1} 的镜像。为了给 T_2 管基极提供恒定的偏置，可将 T_1 管的基极与集电极相连，接成二极管，且由 V_{CC} 通过 R 提供参考电流 I_R ，如图4-4(b)所示。



输出电流 I_0 的精度和温度稳定性取决于以下三个因素：

(1) 由于 i_1 的分流作用，使 I_R 在提供 i_{C1} （即 I_0 ）的过程中，引入了由有限 β 值产生的误差 $\left(I_0 = \frac{I_R}{1 + 2/\beta} \right)$ ，造成 I_0 与 I_R 之间不满足严格的镜像关系，使 I_0 的精度降低。

(2) 由于 $I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R}$ ，因此，当温度变化时，由于 β 、 $V_{BE(on)}$ 的影响， I_0 的热稳定性被降低。

(3) 当两管集电极电压不相等时，由于厄尔利效应，使 $i_{C2} \neq i_{C1} \left(\frac{V_{C1} - V_{CEQ2}}{V_{C1} - V_{BE(on)}} \right)$ 。可见，由于基区宽度调制效应的影响使 $i_{C1} \neq i_{C2}$ ，且 I_0 随 v_{CE2} 的变化而略有变化，造成输出电阻 R_o 为有限值，从而导致 I_0 的恒流特性降低。

对电流源电路的要求：(a) 在直流状态工作时，要求 I_0 精度高、热稳定性好。(b) 在交流状态工作时，要求输出电阻大(理想 $R_o \rightarrow \infty$)。

改进镜像电流源的基本思路：(1) 设法减小 I_0 与 I_R 之间的误差，提高 I_0 作为 I_R 镜像的精度；(2) 设法减小温度对 I_0 的影响，提高 I_0 的热稳定性；(3) 设法减小两管集电极电压的差异，减小厄尔利电压对 I_0 精度的影响。(4) 设法提高电路的输出电阻，减小厄尔利电压对 I_0 恒流特性的影响。以上设想详见表4-6。

对于基本镜像电流源电路，当 β 和 V_{CC} 较小时， I_0 精度较低。若在 T_1 管的集电极与基极之间插入一个射随器，则由于 I_{B3} 的分流减小，使 i_{C1} 更接近 I_R 。因此，改进后的镜像电流源电路， I_0 作为 I_R 的镜像精度得到提高。

为方便调整 I_0 , 可采用比例式镜像电流源。由于该电路输出电阻增大, 厄利电压的影响减小, 因此, 恒流特性得到改善。

根据集成电路的要求, 电阻 R 不易做太大, 故上述电流源电路的输出电流只能做到 mA 量级。若令比例镜像电流源电路中的 $R_1 = 0$, 则得微电流源电路, 该电路可输出 μA 量级的电流。

MOS 镜像电流源与三极管基本镜像电流源结构相似, 只是原参考支路中的电阻 R 被有源电阻取代。

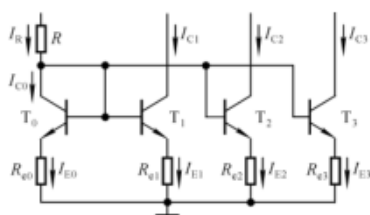
| 基本镜像电流源 | 改进型镜像电流源 | 比例式镜像电流源 | 微电流源 |
|--|--|--|--|
| | | | |
| 基本镜像电流源 | 改进型镜像电流源 | 比例式镜像电流源 | 微电流源 |
| $I_0 = \frac{I_R}{1 + 2/\beta}$ $\approx I_R (\beta \gg 2 \text{ 时})$ | $I_0 = \frac{\beta^2 + \beta}{\beta^2 + \beta + 2} I_R$ $\approx I_R$ | $I_0 = i_{C1} \frac{R_1}{R_2} + \frac{V_T}{R_2} \ln \frac{i_{C1}}{I_0}$ $\approx I_R R_1 / R_2 (\beta \text{ 大且 } i_{C1} R_1 \gg V_T \ln \frac{i_{C1}}{I_0} \text{ 时})$ | 当 $R_1 = 0$ 时: $I_0 \approx \frac{V_T}{R_2} \ln \frac{I_R}{I_0}$ |
| $I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R}$ | $I_R = \frac{V_{CC} - 2V_{BE(on)}}{R}$ | $I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R + R_1}$ | $I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R}$ |
| $R_o \approx r_{ce2}$ | $R_o \approx r_{ce2}$ | $R_o \approx r_{ce2} \left(1 + \frac{\beta_2 R_2}{R_2 + r_{ce2} + R_1 // R} \right)$ | $R_o \approx r_{ce2} \left(1 + \frac{\beta_2 R_2}{R_2 + r_{ce2}} \right)$ |
| β, V_{CC} 较小时, I_0 精度较低、热稳定性较差。 | I_0 与 I_R 之间误差减小, I_0 精度得到提高。 | 按比例输出毫安量级电流。 R_o 增大, I_0 精度提高。 | 提供微安量级电流。 R_o 增大, 精度提高。 |

在集成电路中, 电流源除了作为偏置电路提供恒定的静态电流外, 还可利用其输出电阻大的特性, 作有源电阻使用。注意, 凡是电流源提供偏置的电路, 其 Q 点的计算必须从电流源入手。

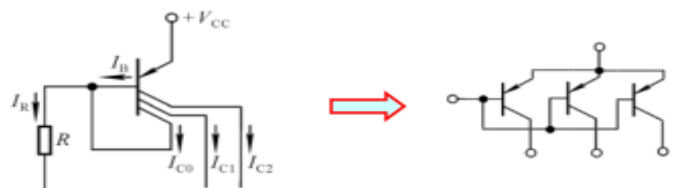
多路电流源

多集电极管构成的多路电流源

(1) 基于比例电流源的多路电流源



$$\begin{aligned} U_{BE0} + I_{E0} R_{e0} &= U_{BE1} + I_{E1} R_{e1} \\ &= U_{BE2} + I_{E2} R_{e2} \\ &= U_{BE3} + I_{E3} R_{e3} \end{aligned}$$



设三个集电区的面积分别为 S_0, S_1, S_2 , 则

$$\frac{I_{C1}}{I_{C0}} = \frac{S_1}{S_0}, \quad \frac{I_{C2}}{I_{C0}} = \frac{S_2}{S_0}$$

因为 U_{BE} 相差不多, 故 $I_{E0} R_{e0} \approx I_{E1} R_{e1} \approx I_{E2} R_{e2} \approx I_{E3} R_{e3}$

根据所需静态电流, 来选取发射极电阻的数值。

根据所需静态电流, 来确定集电结面积。

比例电流源电路改变了镜像电流源中 $I_{C1} \approx I_R$ 的关系, 而使 I_{C1} 可以大于 I_R 或小于 I_R , 与 I_R 成比例关系, 从而克服镜像电流源的上述缺点, 其电路见图 4.2.2 所示。

从电路可知

$$U_{BE0} + I_{E0} R_{e0} = U_{BE1} + I_{E1} R_{e1} \quad (4.2.3)$$

根据晶体管发射结电压与发射极电流的近似关系^① 可得

$$U_{BE} \approx U_T \ln \frac{I_E}{I_S}$$

由于 T_0 与 T_1 的特性完全相同, 所以

$$U_{BE0} - U_{BE1} \approx U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}}$$

代入式(4.2.3), 整理可得

$$I_{E1} R_{e1} \approx I_{E0} R_{e0} + U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}}$$

当 $\beta \gg 2$ 时, $I_{C0} \approx I_{E0} \approx I_R$, $I_{C1} \approx I_{E1}$, 所以

$$I_{C1} \approx \frac{R_{e0}}{R_{e1}} \cdot I_R + \frac{U_T}{R_{e1}} \ln \frac{I_R}{I_{C1}} \quad (4.2.4)$$

在一定的取值范围内, 若式(4.2.4)中的对数项可忽略, 则

$$I_{C1} \approx \frac{R_{e0}}{R_{e1}} \cdot I_R \quad (4.2.5)$$

可见, 只要改变 R_{e0} 和 R_{e1} 的阻值, 就可以改变 I_{C1} 和 I_R 的比例关系。式中基准电流

$$I_R \approx \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R + R_{e0}} \quad (4.2.6)$$

与典型的静态工作点稳定电路一样, R_{e0} 和 R_{e1} 是电流负反馈电阻, 因此, 与镜像电流源比较, 比例电流源的输出电流 I_{C1} 具有更高的温度稳定性。

在复杂的集成电路中找偏置电路的方法(一般情况下): 看哪一个支路的电流可以作为基准电流 (基准电流的特点: 可以估算出来)

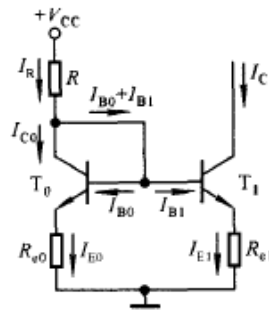


图 4.2.2 比例电流源

在镜像电流源 T_0 管的集电极与基极之间加一只从射极输出的晶体管 T_2 , 便构成图 4.2.4 所示电路。利用 T_2 管的电流放大作用, 减小了基极电流 I_{B0} 和 I_{B1} 对基准电流 I_R 的分流。

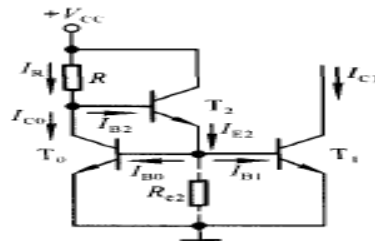


图 4.2.5 所示电路为威尔逊电流源, I_{C2} 为输出电流。 T_1 管 c-e 串联在 T_2 管的发射极, 其作用与典型工作点稳定电路中的 R_e 相同。因为 c-e 间等效电阻非常大, 所以可使 I_{C2} 高度稳定。图中 T_0 、 T_1 和 T_2 管特性完全相同, 因而 $\beta_0 = \beta_1 = \beta_2 = \beta$, $I_{C1} = I_{C0} = I_C$ 。

根据各管的电流可知, A 点的电流方程为

$$I_{E2} = I_C + 2I_B = I_C + \frac{2I_C}{\beta}$$

所以

$$I_C = \frac{\beta}{\beta+2} \cdot I_{E2} = \frac{\beta}{\beta+2} \cdot \frac{1+\beta}{\beta} I_C = \frac{\beta+1}{\beta+2} \cdot I_C \quad I_R = I_{B2} + I_C = \frac{I_C}{\beta} + \frac{\beta+1}{\beta+2} \cdot I_C = \frac{\beta^2+2\beta+2}{\beta^2+2\beta} \cdot I_C \quad \text{整理可得}$$

$I_{C2} = \left(1 - \frac{2}{\beta^2+2\beta+2}\right) I_R \approx I_R$ 当 $\beta = 10$ 时, $I_{C2} \approx 0.984 I_R$, 可见, 在 β 很小时也可认为 $I_{C2} \approx I_R$, I_{C2} 受基极电流影响很小

由于采用射极串“电阻” \Rightarrow 电路中存在负反馈, 可以稳定电流, 和射极串电阻类似。

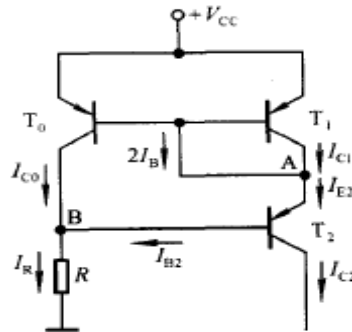


图 4.2.5 威尔逊电流源

一个复杂的集成电路中会出现很多管子，可能只有少数的是用作放大的。

判断一个管子是否是用来放大的方法：看输入信号是否作用于其输入回路（基极或者射极）。

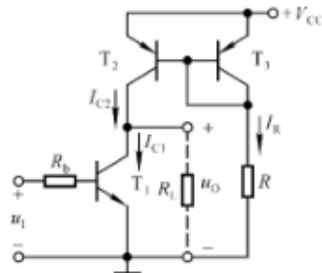
4. 有源负载

(1) 用于共射放大电路

哪只管子为放大管？

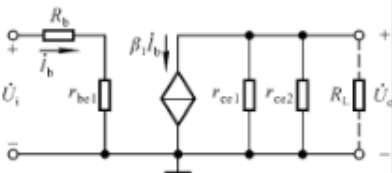
其集电结静态电流约为多少？

静态时 U_{IQ} 为多少？



为什么要考虑 h_{22} ?

$$A_u = -\frac{\beta_1 (r_{ce1} // r_{ce2} // R_L)}{R_b + r_{be1}}$$



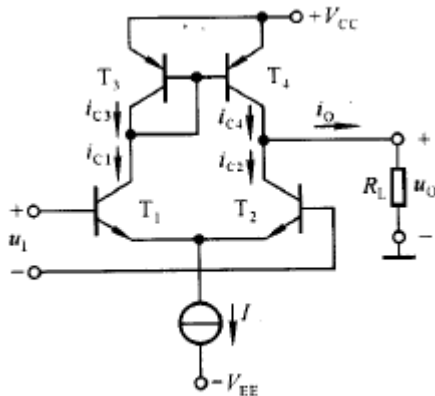
从集电极注入电流从而设置 Q 点 \Rightarrow 温度变化时 Q 在输出特性曲线平面内是基本不变的，即温度稳定性好。

输出电阻大 \Rightarrow 动态电流几乎全部流向负载。共射电路放大是利用晶体管的电流放大作用，从而利用电阻实现电压放大。在多级放大电路中，中间级要有足够的电流放大倍数的积累。在这个共射电路中，把电流放大全部传给后一级，由后一级实现电压放大，这和多级放大电路总体有一个很大的电压放大倍数并不矛盾。

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta_1 (r_{ce1} // r_{ce2} // R_L)}{R_b + r_{be1}}$$

分子最后只剩下负载电阻，也就是说明电流都流向负载。

问题：两个电流源电路，那么哪个是用来设置 Q 点？如果一个电流源电路是用来设置静态工作点，那么他具有一个特征：有基准电流；所以是射极输入的电流用来设置静态工作点。



静态时， T_1 管和 T_2 管的发射极电流 $I_{E1} = I_{E2} = I/2$ ， $I_{C1} = I_{C2} \approx I/2$ 。若 $\beta_3 \gg 2$ ，则 $I_{C3} \approx I_{C1}$ ；而因 $I_{C4} = I_{C3}$ ，所以 $I_{C4} \approx I_{C1}$ ， $i_o = I_{C4} - I_{C2} \approx 0$ 。

当差模信号 Δu_1 输入时，根据差分放大电路的特点，动态集电极电流 $\Delta i_{C1} = -\Delta i_{C2}$ ，

而 $\Delta i_{C3} \approx \Delta i_{C1}$ ；由于 i_{c3} 和 i_{c4} 的镜像关系， $\Delta i_{C3} = \Delta i_{C4}$ ；所以， $\Delta i_o = \Delta i_{C4} - \Delta i_{C2} \approx \Delta i_{C1} - (-\Delta i_{C1}) = 2\Delta i_{C1}$ 。由此可见，输出电流约为单端输出时的两倍，因而电压放大倍数接近双端输出时的情况。这时输出电流与输入电压之比

$$A_{iu} = \frac{\Delta i_o}{\Delta u_1} \approx \frac{2\Delta i_{C1}}{2\Delta i_{B1} r_{be}} = \frac{\beta}{r_{be}}$$

当电路带负载电阻 R_L 时，其电压放大倍数的分析与图 4.2.10 所示电路相同，若 R_L 与 $(r_{ce1} // r_{ce2})$ 可以相比，则

$$A_u = \frac{\Delta u_o}{\Delta u_1} = \frac{\Delta i_o}{\Delta u_1} \cdot (r_{ce1} // r_{ce2} // R_L) \approx \frac{\beta_1 (r_{ce1} // r_{ce2} // R_L)}{r_{be1}} \quad (4.2.17)$$

若 $R_L \ll (r_{ce1} // r_{ce2})$ ，则

$$A_u \approx \frac{\beta_1 R_L}{r_{be1}} \quad (4.2.18)$$

说明利用镜像电流源作有源负载，不但可将 T_1 管的集电极电流变化转换为输出电流，而且还将所有变化电流流向负载 R_L 。

集成运放的等效模型：一个双端输入单端输出的高性能的差分放大电路。这个电路作为集成运放的输入级的话，已经完成了电平转换，把一个输入端没有地的信号转换为只对地输出。（中间级是典型共射电路，没有能力完成这种转换）

集成运放电路读图（和多级放大电路思路类似）：定性分析（性能优劣及其理由，工作原理等等）

注意：抓主要的，不要一上来就陷入细节、局部，比如一个电容按照常理来讲不应该出现，那么他的作用是什么，这种问题不要先纠结，先从整体上把握（电路设计有很多个性化的因素等等，读起来并不是很容易）

1. 读图的基本思路

无论多复杂的电子电路,均由各种基本单元电路组合而成。考虑到电路性能,一般电路中常加有改善环节,所以整个电路看起来比较复杂。

在实际读图时,如果按照下述方法分析电路,则可大大减少读图时的困难。

(a) 了解电路组成:一般集成运放由输入级、中间增益级、输出级、偏置电路四大部分组成。

(b) 化整为零:由于电子电路是处理电信号的电路,因此,读图时应以信号传输途径为主线,把电路划分成若干个基本单元进行分析。对于集成运放,也就是将其划分成四部分进行讨论。

(c) 分析单元电路功能:根据已学知识,分析各部分单元电路的功能。

(d) 化零为整:根据信号流向,把单元电路组合起来,分析整个电路的功能。

(e) 分析电路中的改善环节:了解电路性能的优劣。

为改进集成运放的性能,电路中常采取以下措施:

(a) 在两级电路之间插入隔离级,以减小后级电路对前级的影响。

(b) 为保证电路零输入时零输出,电路应具有电平位移功能。

(c) 为保证电路安全工作,输出级常加有过载保护电路。

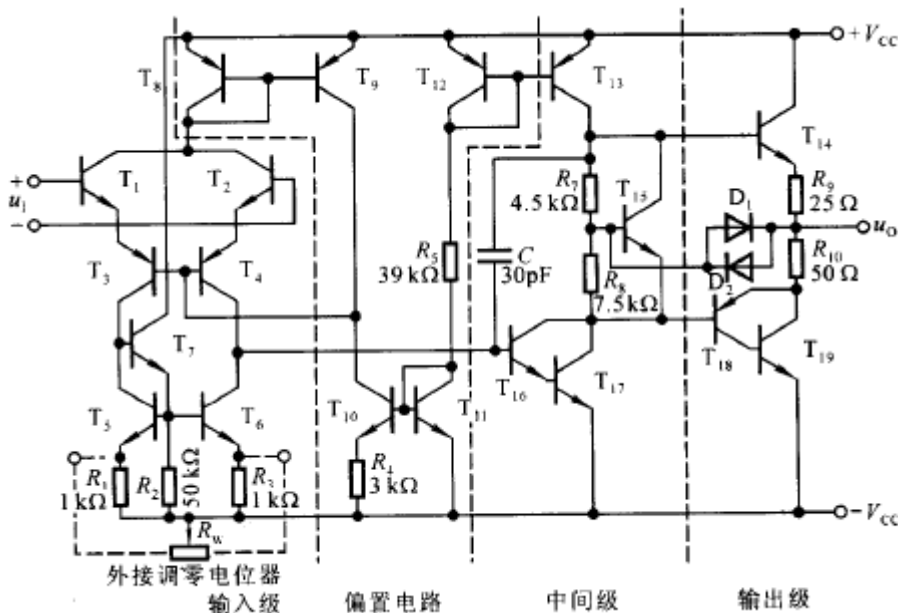
(d) 为使电路高频工作时性能稳定,电路中还应有的补偿电容。

在集成运放电路中,若有一个支路的电流可以直接估算出来,通常该电流就是偏置电路的基准电流,电路中与之相关联的电流源(如镜像电流源、比例电流源等)部分,就是偏置电路。将偏置电路分离出来,剩下部分一般为三级放大电路,按信号的流通方向,以“输入”和“输出”为线索,既可将三级分开,又可得出每一级属于哪种基本放大电路。为了克服温漂,集成运放的输入级几乎毫无例外地采用差分放大电路;为了增大放大倍数,中间级多采用共射(共源)放大电路,为了提高带负载能力且具有尽可能大的不失真输出电压范围,输出级多采用互补式电压跟随电路。

集成运放读图顺序:先找出偏置电路,然后按照信号的流通顺序,依次找出输入级,中间放大级,输出级。

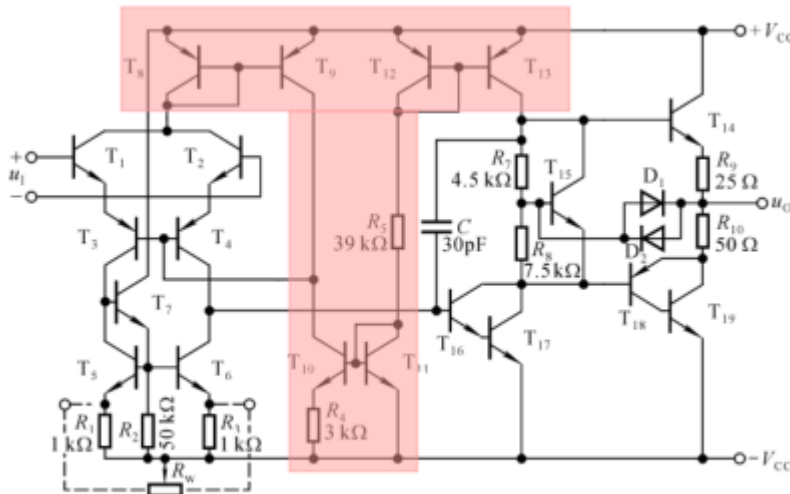
找偏置电路方法:找基准电流,看哪个回路电路可以估算出来=>一个回路一个回路的去看,回路就是从 $+V_{CC}$ 到-

V_{CC}



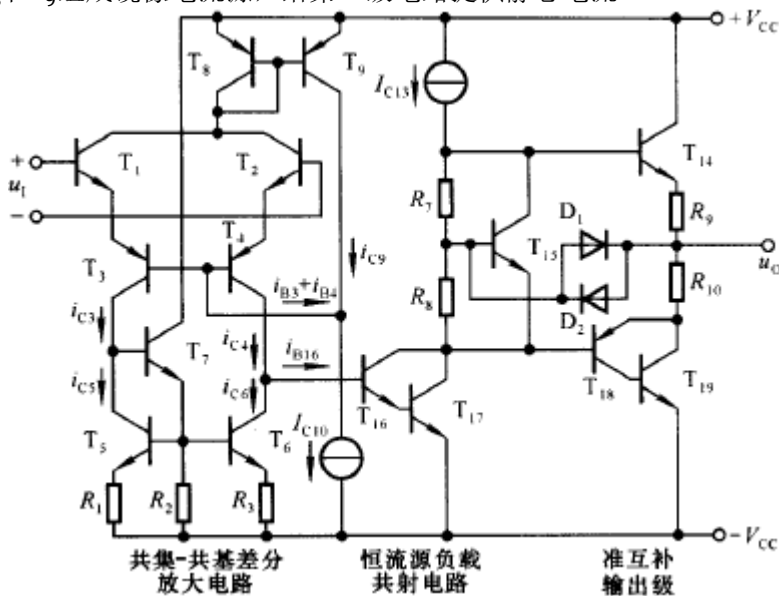
F007 是通用型集成运放，其电路如图 4.3.1 所示，它由 $\pm 15\text{ V}$ 两路电源供电。从图中可以看出，从 $+V_{CC}$ 经 T_{12} 、 R_5 和 T_{11} 到 $-V_{CC}$ 所构成的回路的电流能够直接估算出来，因而 R_5 中的电流为偏置电路的基准电流。 T_{10} 与 T_{11} 构成微电流源，而且 T_{10} 的集电极电流 I_{C10} 等于 T_9 管集电极电流 I_{C9} 与 T_3 、 T_4 的基极电流 I_{B3} 、 I_{B4} 之和，即 $I_{C10} = I_{C9} + I_{B3} + I_{B4}$ ； T_8 与 T_9 为镜像关系，为第一级提供静态电流； T_{13} 与 T_{12} 为镜像关系，为第二、三级提供静态电流。F007 的偏置电路如图中所标注，其分析估算见例 4.2.1。将偏置电路分离出来后，可得到 F007 的放大电路部分，如图 4.3.2 所示。根据信号的流通方向可将其分为三级，下面就各级作具体分析。

找出偏置电路



若在集成运放电路中能够估算出某一支路的电流，则这个电流往往是偏置电路中的基准电流。

首先可以确定 $39\text{ k}\Omega$ 电阻上的电流可以大致估算出来 \Rightarrow 基准电流。 T_{10} 和 T_{11} 组成微电流源，提供一个小电流，而 T_8 和 T_9 组成镜像电流源，给第一级电路提供静态电流。



因为存在一个支路给 T_3 基极提供电流， I_{C10} 是两部分电流之和，所以上面的镜像电流源没有用一个电流源符号取代。（这种设计使得第一级的静态电流更加稳定）

对放大电路的分析：看怎么入，怎么出

共基电路输入电阻小，但是从前面的射极跟随器看过去，要乘上 $(1 + \beta)$ 倍。

补充：（1）纵向 PNP 管：

是以 P 型衬底作为集电极，因此只有集成元器件之间采用 PN 结隔离槽的集成电路才能制作这种结构的管子。由于这种结构管子的载流子是沿着晶体管断面的垂直方向运动的，故称为纵向 PNP 管。这种管子的基区可准确地控制使其很薄，因此它的电流放大系数较大。由于纵向 PNP 管的集电极必须接到电路中电位的最低点，因而限制了它的应用。在电路中它通常作为射极跟随器使用。

（2）横向 PNP 管：

这种结构管子的载流子是沿着晶体管断面的水平方向运动的，故称为横向 PNP 管。由于受工艺限制，基区宽度不可能很小，所以它的值相对较低，一般为十几倍到二、三十倍。横向 PNP 管的优点是：

发射结和集电结都有较高的反向击穿电压，所以它的发射结允许施加较高的反压；另外它在电路中的连接方式不受任何限制，所以比纵向 PNP 管有更多的用途。它的缺点是结电容较大，特征频率 f_T 较低，一般为几~几十兆赫。

主要是 横向 PNP 管子特点：放大倍数小，但是输入级耐压高。

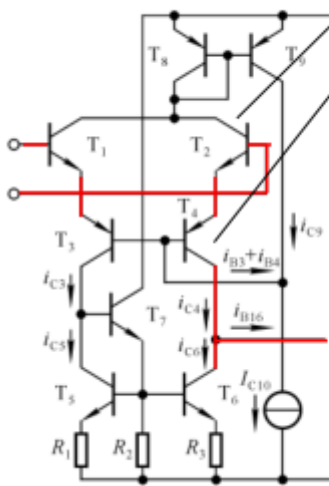
共模输入电压范围大怎么理解：射极跟随器的集电极电位接近电源电压，所以要想使得管子饱和，也就是 C、B 之间电位差为 0，在输入端需要很高的电压=>共模输入范围宽

输入级的分析

共集-共基形式

T₁和T₂从基极输入、射极输出

T₃和T₄从射极输入、集电极输出



T₃、T₄为横向PNP型管，输入端耐压高。共集形式，输入电阻大，允许的共模输入电压幅值大。共基形式频带宽。

Q点的稳定：

$T(^\circ\text{C}) \uparrow \rightarrow I_{C1} \uparrow I_{C2} \uparrow \rightarrow I_{C8} \uparrow$

I_{C9} 与 I_{C8} 为镜像关系 $\rightarrow I_{C9} \uparrow$

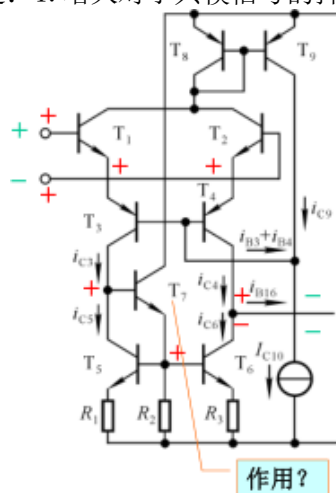
因为 I_{C10} 不变 $\rightarrow I_{B3} \downarrow I_{B4} \downarrow \rightarrow$

$I_{C3} \downarrow I_{C4} \downarrow \rightarrow I_{C1} \downarrow I_{C2} \downarrow$

利用电流源镜像的关系进行调节，从而稳定 Q 点

看放大电路的思路：谁是放大管，怎么接的，这样接对于电路的性能有怎样的影响，Q 点是怎么稳定的。

研究一个管子的作用，可以从他怎么提高这一级的性能入手。而对于输入级，提高性能的主要出发点是：1. 增大对于共模信号的抑制 2. 进一步放大差模信号



T₇的作用：抑制共模信号

放大差模信号

T₅、T₆分别是T₃、T₄的有源负载，而T₄又是T₆的有源负载。

特点：

输入电阻大、差模放大倍数大、共模放大倍数小、输入端耐压高，并完成电平转换（即对“地”输出）。

作用？

R₂的作用：增加T₇管子的射极静态电流。因为晶体管的 β 和静态电流相关，静态电流小的时候 β 小。而增大 β 也就是增大管子的放大能力。只有管子有一定的放大能力，他对于共模信号的抑制作用才更强。

R₁和R₃是射极串电阻=>电流负反馈=>使得自己的电流稳定，也就是让自己的等效电阻更大（恒流=>趋于无穷大）

1. 输入级

输入信号 u_i 加在 T₁ 和 T₂ 管的基极，而从 T₄ 管（即 T₆ 管）的集电极输出信号，故输入级是双端输入、单端输出的差分放大电路，完成了整个电路对地输出的转换。T₁ 与 T₂、T₃ 与 T₄ 管两、两特性对称，构成共集 - 共基电路，从而提高电路的输入电阻，改善频率响应。T₁ 与 T₂ 管为纵向管， β 大；T₃ 与 T₄ 管为横向管， β 小但耐压高；T₅、T₆ 与 T₇ 管构成的电流源电路作为差分放大电路的有源负载；因此输入级可承受较高的输入电压并具有较强的放大能力。

T₅、T₆ 与 T₇ 构成的电流源电路不但作为有源负载，而且将 T₃ 管集电极动态电流转换为输出电流 Δi_{B16} 的一部分。由于电路的对称性，当有差模信号输入时， $\Delta i_{C3} = -\Delta i_{C4}$ ， $\Delta i_{C5} \approx \Delta i_{C3}$ （忽略 T₇ 管的基极电流）， $\Delta i_{C5} = \Delta i_{C6}$ （因为 $R_1 = R_3$ ），因而 $\Delta i_{C6} \approx -\Delta i_{C4}$ ，所以 $\Delta i_{B16} = \Delta i_{C4} - \Delta i_{C6} \approx 2\Delta i_{C4}$ ，输出电流加倍，当然会

使电压放大倍数增大。电流源电路还对共模信号起抑制作用，当共模信号输入时， $\Delta i_{C3} = \Delta i_{C4}$ ，而 $\Delta i_{C6} = \Delta i_{C5} \approx \Delta i_{C3}$ (忽略 T_7 管的基极电流)， $\Delta i_{B16} = \Delta i_{C4} - \Delta i_{C6} \approx 0$ ，可见，共模信号基本不传递到下一级，提高了整个电路的共模抑制比。此外，当某种原因使输入级静态电流增大时， T_8 与 T_9 管集电极电流会相应增大，但因为 $I_{C10} = I_{C9} + I_{B3} + I_{B4}$ ，且 I_{C10} 基本恒定，所以 I_{C9} 的增大势必使 I_{B3} 、 I_{B4} 减小，从而使输入级静态电流 I_{C1} 、 I_{C2} 、 I_{C3} 、 I_{C4} 减小，使它们基本不变。当某种原因使输入级静态电流减小时，各电流的变化与上述过程相反。

综上所述，输入级是一个输入电阻大，输入端耐压高、对共模信号抑制能力强、有较大差模放大倍数的双端输入、单端输出差分放大电路。

2. 中间级

中间级是以 T_{16} 和 T_{17} 组成的复合管为放大管，以电流源为集电极负载的共射放大电路，具有很强的放大能力。

3. 输出级

输出级是准互补电路， T_{18} 和 T_{19} 复合而成的 PNP 型管与 NPN 型管 T_{14} 构成互补形式，为了弥补它们的非对称性，在发射极加了两个阻值不同的电阻 R_9 和 R_{10} 。 R_7 、 R_8 和 T_{15} 构成 U_{BE} 倍增电路，为输出级设置合适的静态工作点，以消除交越失真。 R_9 和 R_{10} 还作为输出电流 i_o (发射极电流) 的采样电阻与 D_1 、 D_2 共同构成过流保护电路，这是因为 T_{14} 导通时 R_7 上电压与二极管 D_1 上电压之和等于 T_{14} 管 b-e 间电压与 R_9 上电压之和，即

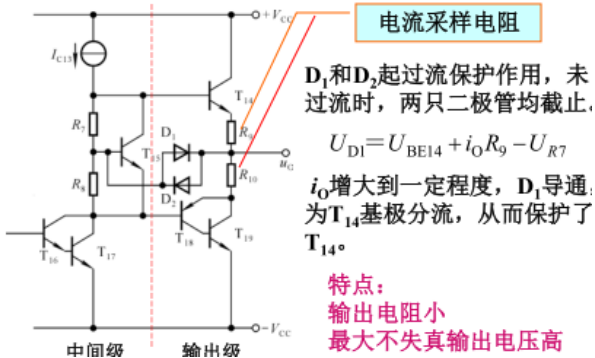
$$u_{R_7} + u_{D1} = u_{BE14} + i_o R_9$$

当 i_o 未超过额定值时， $u_{D1} < U_{ON}$ ， D_1 截止；而当 i_o 过大时， R_9 上电压变大使 D_1 导通，为 T_{14} 的基极分流，从而限制了 T_{14} 的发射极电流，保护了 T_{14} 管。 D_2 在 T_{18} 和 T_{19} 导通时起保护作用。

在图 4.3.1 中，电容 C 的作用是相位补偿，具体分析见第六章 6.6 节；外接电位器 R_w 起调零作用，改变其滑动端，可改变 T_5 和 T_6 管的发射极电阻，以调整输入级的对称程度。

输出级的分析

准互补输出级， U_{BE} 倍增电路消除交越失真。



所谓电流采样电阻，是指，正弦电压正半周， R_9 上的电流和负载上的电流一样，负半周， R_{10} 上的电流和负载上的电流一样。

二极管的保护能力有限，因为集成电路芯片上二极管结的面积有限。

由于集成运放的输入级电路参数不可能绝对对称，所以当输入电压为零时， u_o 并不为零。 U_{10} 是使输出电压为零时在输入端所加的补偿电压，若运放工作在线性区，则 U_{10} 的数值是 u_i 为零时输出电压折合到输入端的电压，即

$$U_{10} = - \frac{U_o \big|_{u_i=0}}{A_{od}} \quad (4.4.1)$$

U_{10} 愈小，表明电路参数对称性愈好。对于有外接调零电位器的运放，可以通过改变电位器滑动端的位置使得输入为零时输出为零。

dU_{10}/dT 是 U_{10} 的温度系数，是衡量运放温漂的重要参数，其值愈小，表明运放的温漂愈小。

F007C 的 U_{10} 小于 2 mV， dU_{10}/dT 小于 20 $\mu V/^\circ C$ 。因为 F007C 的开环差模增益为 94 dB，约 5×10^4 倍；根据式(4.1.2)可知，在输入失调电压(2 mV)作用下，集成运放已工作在线性区；所以若不加调零措施，则输出电压不是 $+U_{OM}$ ，就是 $-U_{OM}$ ，而无法放大。

最大共模输入电压:

U_{icmax} 是输入级能正常放大差模信号情况下允许输入的最大共模信号,若共模输入电压高于此值,则运放不能对差模信号进行放大。因此,在实际应用时,要特别注意输入信号中共模信号的大小。

FO07的 $U_{i,max}$ 高达 $\pm 13V$ 。

最大差模输入电压:

当集成运放所加差模信号大到一定程度时,输入级至少有一个PN结承受反向电压, U_{idmax} 是不至于使PN结反向击穿所允许的最大差模输入电压。当输入电压大于此值时,输入级将损坏。运放中NPN型管的b-e间耐压值只有几伏,而横向PNP型管的b-e间耐压值可达几十伏。

FO07C中输入级采用了横向PNP型管,因而 U_{idmax} 可达 $\pm 30V$ 。

五、集成运放种类

按性能指标

通常情况下用通用型运放,特殊情况下才用专用型运放。

高阻型: r_{id} ,可高于 $10^{12}\Omega$ 。

用于测量放大器、信号发生器。

高速型: f_{H} 和SR高, f_{H} 可达1.7GHz, SR可达 $10^3V/\mu S$ 。

用于A/D、D/A转换电路、视频放大器。

高精度型: 低失调、低温漂、低噪声、高增益,

A_{od} 高于105dB。

用于微弱信号的测量与运算、高精度设备。

低功耗型: 工作电源电压低、静态功耗小,在 $100\sim 200\mu W$ 。

用于空间技术、军事科学和工业中的遥感遥测。

大功率型、仪表用放大器、隔离放大器、缓冲放大器.....

分布电容: 必须注意到的是,在电子及电器线路中并不是只有电容器才有电容,在任何两个通电导体之间都存在电容,如电力输电线之间、输电线与大地之间、晶体管各引脚之间以及元件与元件之间都存在电容。

例如,两根传输线之间,每跟传输线与大地之间,都是被空气介质隔开的,所以,也都存在着电容。一般情况下,这个电容值很小,它的作用可忽略不计,如果传输线很长或所传输的信号频率高时,就必须考虑这电容的作用。另外在电子仪器中,导线和仪器的金属外壳之间也存在电容。上述这些电容通常叫做分布电容,虽然它的数值很小,但有时却会给传输线路或仪器设备的正常工作带来干扰。

寄生电容一般是指电感,电阻,芯片引脚等在高频情况下表现出来的电容特性。实际上,一个电阻等效于一个电容,一个电感,和一个电阻的串联,在低频情况下表现不是很明显,而在高频情况下,等效值会增大,不能忽略。在计算中我们要考虑进去。ESL就是等效电感,ESR就是等效电阻。不管是电阻,电容,电感,还是二极管,三极管,MOS管,还有IC,在高频的情况下我们都要考虑到它们的等效电容值,电感值。

6. 输入失调电压 V_{I0} 与输入失调电流 I_{I0}

为使输出电压为零而在输入端所加的补偿电压称为输入失调电压 V_{I0} , V_{I0}

$$= |V_{BEQ1} - V_{BEQ2}| \because V_{I0} \text{ 主要是由于差分对管的 } V_{BE(on)} \text{ 和 } R_C \text{ 不等造成的。}$$

为使 $I_{CQ1} = I_{CQ2}$ (即输出电压为零)而在输入端所加的补偿电流称为输入失

调电流 I_{I0} 。 $I_{I0} = |I_{BQ1} - I_{BQ2}| \because I_{I0}$ 主要是由于差分对管的 β 不等所造成。

为什么要用 V_{I0} 与 I_{I0} 共同描述差分放大器的失调特性呢?原因就是因为有信号源内阻 R_s 的存在。分析如下:

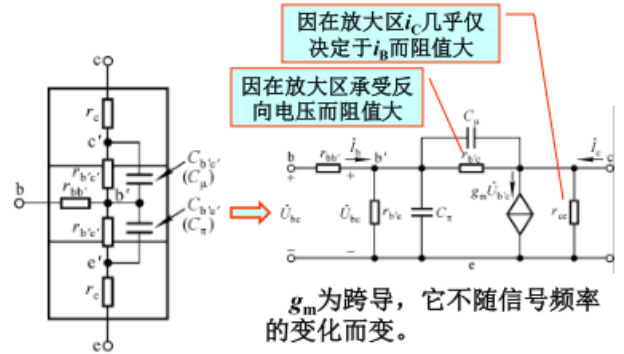
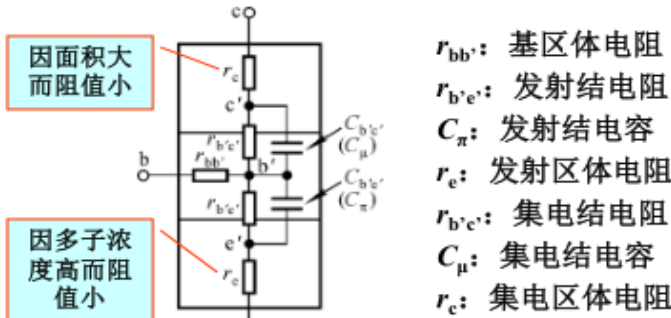
当 $R_c \rightarrow \infty$ 时,失调电流在 R_s 上产生的电压 $I_{I0} R_s \gg V_{I0}$,而这个电压显然就是作用在两输入端之间的失调电压。因此,在 R_s 较大时,必须考虑失调电流 I_{I0} 的影响,而 V_{I0} 的影响可忽略不计。

当 $R_s \rightarrow 0$ 时,失调电流在 R_s 上产生的电压 $I_{I0} R_s \ll V_{I0}$,显然,此时作用在两输入端之间的失调电压主要是 V_{I0} 。因此,在 R_s 较小时,主要考虑失调电压 V_{I0} 的影响,而 I_{I0} 的影响则可忽略不计。

BJT 高频等效模型: 高频等效电路采用参数 g_m 的原因: 高频下, BE 之间的结电容对于节电压具有分压效应。 V_{BE} 影响的是发射的电子数。如果采用 V_{BE} , g_m 来描述集电结和发射结之间的控制关系,可以不考虑频率,即 g_m 与频率无关。

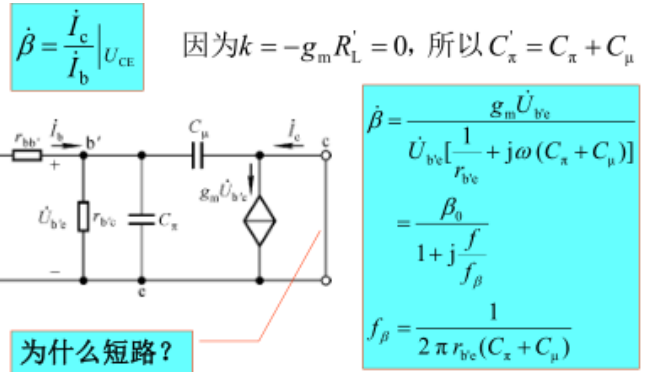
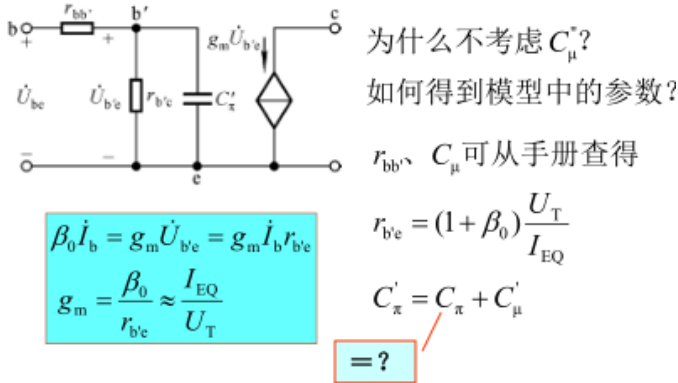
1. 混合π模型：形状像Π，参数量纲各不相同混合π模型：忽略小电阻，考虑集电极电流的受控关系

结构：由体电阻、结电阻、结电容组成。



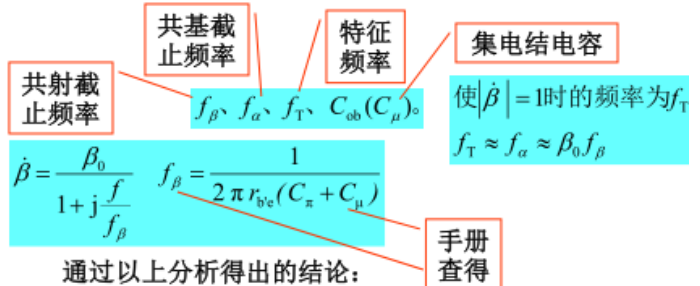
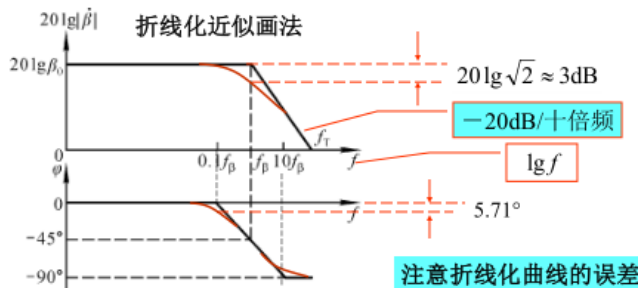
为什么引入参数 g_m ?

密勒效应是在电子学中，反相放大电路中，输入与输出之间的分布电容或寄生电容由于放大器的放大作用，其等效到输入端的电容值会扩大 $1+K$ 倍，其中 K 是该级放大电路电压放大倍数。虽然一般密勒效应指的是电容的放大，但是任何输入与其它高放大节之间的阻抗也能够通过密勒效应改变放大器的输入阻抗。



为什么短路?

电流放大倍数的波特图：采用对数坐标系



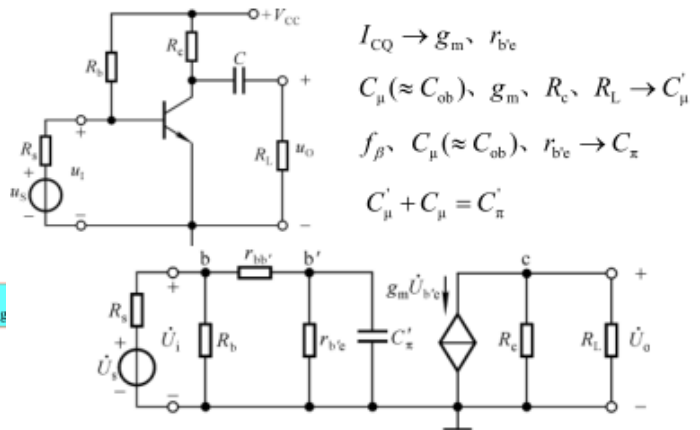
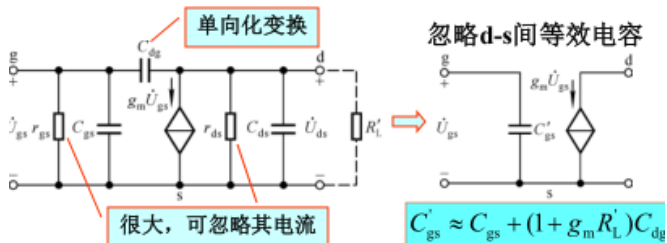
通过以上分析得出的结论：

- ① 低频段和高频段放大倍数的表达式；
- ② 截止频率与时间常数的关系；
- ③ 波特图及其折线画法；
- ④ C_{π} 的求法。

采用对数坐标系，横轴为 $\lg f$ ，可开阔视野；纵轴为 $20 \lg |\beta|$ 单位为“分贝” (dB)，使得“ \times ”→“+”。

截止频率：求截止频率其实是求电容所在回路的时间常数。 C_{π} ：几百个 pF

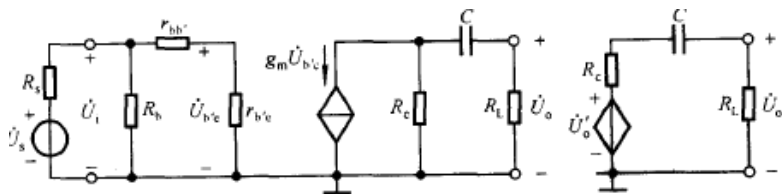
可与晶体管高频等效电流类比，简化、单向化变换。



| 极间电容 | C_{gs} | C_{gd} | C_{ds} |
|-------|----------|----------|----------|
| 数值/pF | 1~10 | 1~10 | 0.1~1 |

二、低频电压放大倍数

考虑到低频电压信号作用时耦合电容 C 的影响，图 5.4.1 (a) 所示电路的低频等效电路如图 5.4.3 (a) 所示。将受控电流源 $g_m i_b$ 与 R_c 进行等效变换如图 (b) 所示， \dot{U}'_o 是空载时的输出电压，电容 C 与负载电阻 R_L 组成了如图 5.1.1 (a) 所示的高通电路。



$$\dot{A}_{usl} = \dot{A}_{usm} \cdot \frac{j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L}} = \dot{A}_{usm} \cdot \frac{1}{1 + \frac{f}{jf_L}} \quad (5.4.3)$$

其中 f_L 为下限频率，其表达式为

$$f_L = \frac{1}{2\pi (R_c + R_L) C} \quad (5.4.4)$$

式(5.4.4)中的 $(R_c + R_L)C$ 正是 C 所在回路的时间常数，它等于从电容 C 两端向外看的等效总电阻乘以 C 。

根据式(5.4.3)，单管共射放大电路的对数幅频特性及相频特性的表达式为

$$\begin{cases} 20\lg |\dot{A}_{usl}| = 20\lg |\dot{A}_{usm}| + 20\lg \frac{f}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_L}\right)^2}} \end{cases} \quad (5.4.5a)$$

$$\begin{cases} \varphi = -180^\circ + \left(90^\circ - \arctan \frac{f}{f_L}\right) = -90^\circ - \arctan \frac{f}{f_L} \end{cases} \quad (5.4.5b)$$

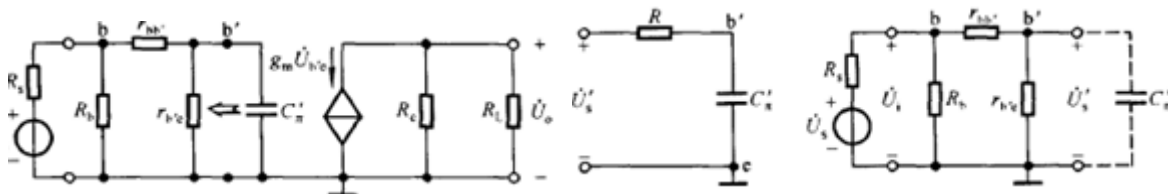
式(5.4.5b)中的 -180° 表示中频段时 \dot{U}_o 与 \dot{U}_s 反相。因电抗元件引起的相移称为附加相移，因而式(5.4.5b)表明低频段最大附加相移为 $+90^\circ$ 。

电容带来的变化：取电压不是直接取，而是和电容分压，在典型 RC 串联电路中，在 R 上取电压 \Rightarrow 高通，时间常数为 RC (R 是从电容的端口看进去的等效电阻)

考虑到高频信号作用时 C'_π 的影响，图 5.4.1 (a) 所示电路的高频等效电路

如图 5.4.4 (a) 所示。

利用戴维南定理，从 C'_π 两端向左看，电路可等效成图(b)所示电路， R 和 C'_π 构成如图 5.1.2 (a) 所示的低通电路。通过图(c)所示电路可以求出 $b' - e$ 间的开路电压及等效内阻 R 的表达式。



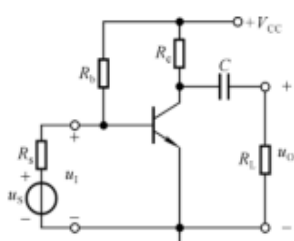
电容带来的变化：取电压不是直接取，而是从电容上取，在典型 RC 串联电路中，在 C 上取电压 \Rightarrow 低通，时间常数为 RC (R 是从电容的端口看进去的等效电阻)

$$\dot{A}_{usm} = \frac{R_L}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{be}}{r_{be}} \cdot [-g_m (R_c // R_L)]$$

$$f_{bw} = f_H - f_L \approx f_H$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi [r_{be} // (r_{bb'} + R_b // R_s)] C'_\pi}$$

$$C'_\pi \approx C_\pi + (1 + g_m R'_L) C_\mu$$



根据 $\dot{A}_{usm} = \frac{R_L}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{be}}{r_{be}} \cdot [-g_m (R_c // R_L)]$

$$f_H = \frac{1}{2\pi [r_{be} // (r_{bb'} + R_b // R_s)] C'_\pi}$$

$$C'_\pi \approx C_\pi + (1 + g_m R'_L) C_\mu$$

若 $r_{be} \ll R_b$ 、 $R_s \ll R_b$ 、 $g_m R'_L \gg 1$ 、 $g_m R'_L C_\mu$ ，则可以证明图示电路的

$$\text{约为常量} \quad |\dot{A}_{um} f_H| \approx \frac{1}{2\pi (r_{bb'} + R_s) C_\mu}$$

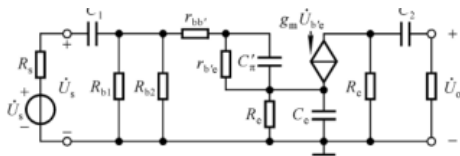
说明决定于管子参数

$$\text{带宽增益积} \quad |\dot{A}_{um} f_{bw}| \approx |\dot{A}_{um} f_H|$$

当提高增益时，带宽将变窄；反之，增益降低，带宽将变宽。

$\begin{cases} g_m R'_L \uparrow \rightarrow C'_\pi \uparrow \rightarrow f_H \downarrow \\ g_m R'_L \uparrow \rightarrow |\dot{A}_{um}| \uparrow \end{cases}$ 矛盾

对于大多数放大电路，增益提高，带宽都将变窄。要想制作宽频带放大电路需用高频管，必要时需采用共基电路。



分别考虑 \$C_1, C_2, C_c, C_\pi'\$ 所确定的截止频率。

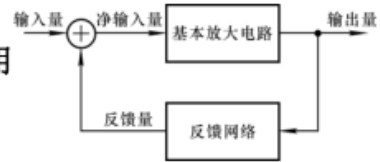
- \$C_2, C_c\$ 短路, \$C_\pi'\$ 开路, 求出 $\tau_1 = (R_s + R_{b1} // R_{b2} // r_{be})C_1$
- \$C_1, C_c\$ 短路, \$C_\pi'\$ 开路, 求出 $\tau_2 = (R_c + R_L)C_2$
- \$C_1, C_2\$ 短路, \$C_\pi'\$ 开路, 求出 $\tau_c = (R_c // r_{be} + R_s // R_{b1} // R_{b2})C_c$
- \$C_1, C_2, C_c\$ 短路, 求出 $\tau_{C_\pi'} = [r_{be} // (r_{be} + R_s // R_{b1} // R_{b2})]C_\pi'$

1. 什么是反馈

反馈放大电路可用方框图表示。

要研究哪些问题?

电子电路输出量的一部分或全部通过一定的方式引回到输入回路, 影响输入量, 称为反馈。



怎样引回

是从输出电压还是输出电流引出反馈

多少

怎样引出

影响输入电压还是输入电流

直流负反馈: 稳定 Q 点 本章重点是研究交流负反馈!!!

重点: 并联负反馈, 输入信号应该是恒流源, 如果是恒压源, 由放大电路作为一个二端口网络从输入端口看进去等效为一个电阻可知, 加上恒定电压后, 输入的电流为定值, 即输出端口引回输入端口只是改变恒压源输出的电流, 而并不影响放大电路的输入电压和电流, 即不存在反馈。=>并联反馈适用于内阻特别大的信号源 (最好是恒流源, 那么内阻无穷大), 同理, 串联反馈适用于内阻很小的信号源 (最好是恒压源, 那么内阻为 0) =>具体采用哪种叠加方式, **实际上由信号源的性质决定。**

电压反馈, 目的是稳定输出电压, 电流反馈目的是稳定输出电流=>哪种反馈由想让输出量中电压和电流中的哪一个稳定来决定, **即负载需要哪种稳定量来驱动。**

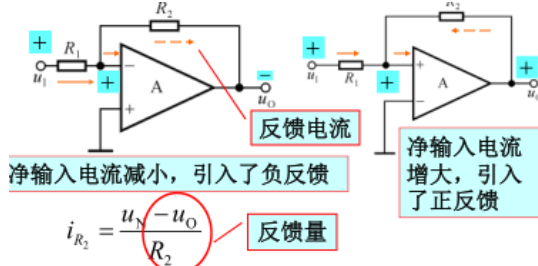
反馈的判断: 看输出回路和输入回路之间是否有联系 (而不是输出端和输入端)

二、反馈极性的判断

瞬时极性法是判断电路中反馈极性的基本方法。具体做法是: 规定电路输入信号在某一时刻对地的极性, 并以此为依据, 逐级判断电路中各相关点电流的流向和电位的极性, 从而得到输出信号的极性; 根据输出信号的极性判断出反馈信号的极性; 若反馈信号使基本放大电路的净输入信号增大, 则说明引入了正反馈; 若反馈信号使基本放大电路的净输入信号减小, 则说明引入了负反馈。

反馈量是仅仅取决于输出的物理量 (无论是极性还是大小), 可以把输出看成一个独立源

关于负反馈判断的易错点: 对于单个集成运放, 从输出端接回反向输入端, 只有反馈网络是无源网络才可以判断一定是负反馈, 如果有有源元件不能直接判断, 要进行极性分析!!!



在判断集成运放构成的反馈放大电路的反馈极性时, 净输入电压指的是集成运放两个输入端的电位差, 净输入电流指的是同相输入端或反相输入端的电流。

集成运放在实验中, 注意不能把输出端接地, 接正电源或者负电源, 或者并联起来。这样做会导致电流非常大, 超过额定功耗从而损坏。

反馈类型的判断 (一种相对简易的方法):

电压反馈与电流反馈:

将输出端负载电阻 \$R_L\$ 短接, 看反馈信号是否存在, 若存在则为电流反馈, 否则则为电压反馈, 除公共地线外, 若输出线与反馈线接在同一点上, 则为电压反馈, 若接在不同点上则为电流反馈

串联反馈与并联反馈:

将输入信号连同内阻一起短接, 若反馈信号仍能输入开环放大器, 则为串联反馈, 若不能再影响开环放大器的工作, 则为并联反馈。

除公共地线外, 若反馈信号与输入信号接在同一点则为并联反馈; 若接在不同点 (一个接基极, 一个接发射极) 或两个不同输入端 (如差分放大器和运算放大器), 则为串联反馈。

输出端接地后, 连接输入输出回路的电阻如果直接通过输出接地, 就可以等效为输入输出回路没有连接=>反馈消失=>电压反馈 反之为电流反馈

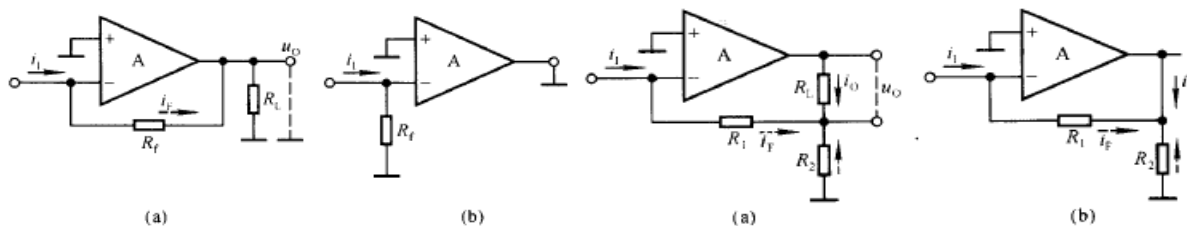
电压反馈与电流反馈的区别在于基本放大电路的输出回路与反馈网络的连接方式不同

如前所述, 负反馈电路中的反馈量不是取自输出电压就是取自输出电流 因此, 只要令负反馈放大电路

输出电压 u_0 为零，若反馈量也随之为零，则说明电路中引入了电压负反馈；若反馈量依然存在，则说明电路中引入了电流负反馈。

通过判断可知，图 6.2.6 (a) 所示电路中引入了交流负反馈，输入电流 i_i 与反馈电流 i_f 如图中所标注。令输出电压 $u_0 = 0$ ，即将集成运放的输出端接地，便得到图 (b) 所示电路。此时，虽然反馈电阻 R_f 中仍有电流，但那是输入电流 i_i 作用的结果，而因为输出电压 u_0 为零，所以它在 R_f 中产生的电流（即反馈电流）也必然为零，故电路中引入的是电压反馈。

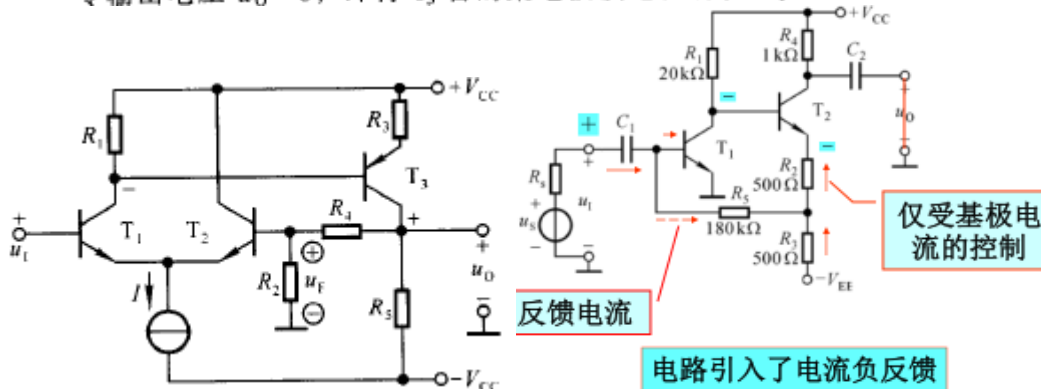
通过判断可知，图 6.2.7 (a) 所示电路中引入了交流负反馈，各支路电流如图中所标注。令输出电压 $u_0 = 0$ ，即将负载电阻 R_L 两端短路，便得到如图 (b) 所示电路。因为输出电流 i_0 仅受集成运放输入信号的控制，所以即使 R_L 短路， i_0 也并不为零；又因为反馈电流 i_f 与 i_0 的关系不变，仍如式 (6.2.4) 所示，说明反馈量依然存在，故电路中引入的是电流反馈。



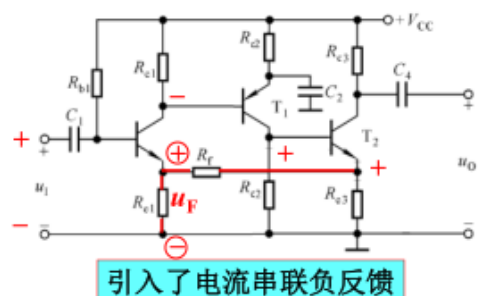
【例 6.2.2】 试分析图 6.2.9 所示电路中引入了哪种组态的交流负反馈。

解： 在假设输入电压 u_i 对地为“+”的情况下，电路中各点的电位如图中所标注，在电阻 R_2 上获得反馈电压 u_f 。 u_f 使差分放大电路的净输入电压（即 T_1 管和 T_2 管的基极电位之差）变小，故电路中引入了串联反馈。

令输出电压 $u_0 = 0$ ，即将 T_3 管的集电极接地，将使 u_f 为零，故电路中引入了电压负反馈



图示电路有无引入反馈？是直流反馈还是交流反馈？是正反馈还是负反馈？若为交流负反馈，其组态为哪种？



1. 若第三级从射极输出，则电路引入了哪种组态的交流负反馈？
2. 若在第三级的射极加旁路电容，则反馈的性质有何变化？

3. 若在第三级的射极加旁路电容，且在输出端和输入端跨接一电阻，则反馈的性质有何变化？

按照瞬时极性法，可以判断出各点对地的极性。从而得到， U_{BE} 下降 \Rightarrow 串联负反馈。把输出端短路，可以看出没有影响反馈。因为反馈是利用最后一个晶体管的射极电流的分流，而射极电流是受控于基极电流，而与输出是否短路无关。所以输出短路时候，反馈仍然存在 \Rightarrow 电流反馈。如果从射极输出 \Rightarrow 反馈量取自输出电压在两个电阻上的分压 \Rightarrow 电压反馈，如果输出短路，则电阻上没有分压，反馈为零。加上射极旁路电容 \Rightarrow 交流情况下反馈电阻接地 \Rightarrow 反馈消失 \Rightarrow 只有直流反馈

分析反馈时候要注意的东西: 1. 基本放大电路输出输入之间极性关系 2. 电容的作用 (交直流) 3. 反馈量只由输出量决定 4. 分立元件电路分析, 净输入是指输入级的放大管的输入电压和电流。

对于分立元件电路, 可以通过判断输入级放大管的净输入电压 (b-e 间或 e-b 间电压, g-s 间或 s-g 间电压) 或者净输入电流 (i_B 或 i_E, i_S) 因反馈的引入被增大还是被减小, 来判断反馈的极性。例如, 在图 6.1.4 所示电路中, 设输入电压 u_1 的瞬时极性对地为 “+”, 因而 T_1 管的基极电位对地为 “+”; 共射电路输出电压与输入电压反相, 故 T_1 管的集电极电位对地为 “-”, 即 T_2 管的基极电位对地为 “-”; 第二级仍为共射电路, 故 T_2 管的集电极电位对地为 “+”, 即输出电压 u_o 极性为上 “+” 下 “-”; u_o 作用于 R_6 和 R_3 回路, 产生电流, 如图中虚线所示, 从而在 R_3 上得到反馈电压 u_f ; 根据 u_o 的极性得到 u_f 的极性为上 “+” 下 “-”, 如图中所标注; u_f 作用的结果使 T_1 管 b-e 间电压减小, 故判定电路引入了负反馈。

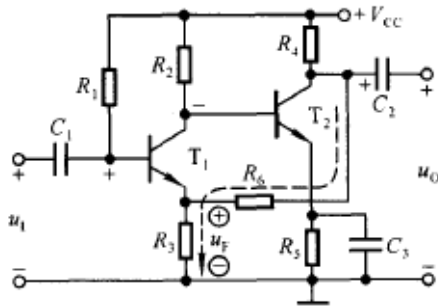


图 6.1.4 分立元件放大电路反馈极性的判断

对于分立元件, 净输入的分析 and 方块化之后的略有不同。

分立元件电路中, 反馈电流常取自输出级晶体管的集电极电流或发射极电流, 而不是负载上的电流。

【例 6.1.1】 判断图 6.1.7 所示电路中是否引入反馈的判断(二)

了反馈; 若引入了反馈, 则判断是直流反馈还是交流反馈, 是正反馈还是负反馈。

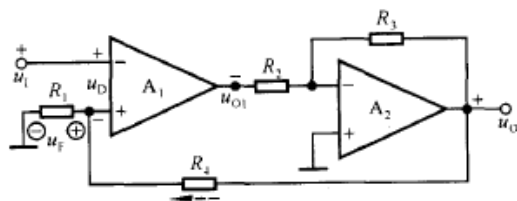


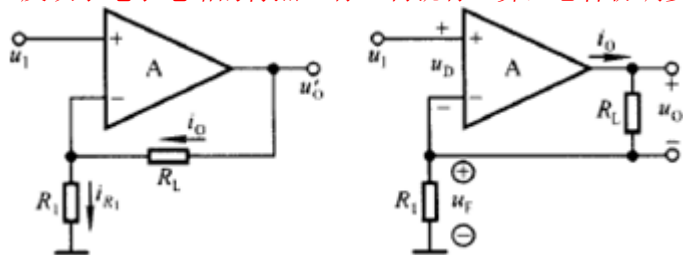
图 6.1.7 例 6.1.1 电路图

解: 观察图 6.1.7 所示电路, 电阻 R_4 将输出回路与输入回路相连接, 故电路中引入了反馈。又因为无论在直流通路还是在交流通路中, 反馈通路均存在, 所以电路中既引入了直流反馈又引入了交流反馈。

利用瞬时极性法可以判断反馈的极性。设输入电压 u_1 的极性对地为 “+”, 集成运放 A_1 的输出电位 u_{o1} 为 “-”, 即后级电路的输入电压对地为 “-”, 故输出电压 u_o 对地为 “+”; u_o 作用于 R_4 和 R_1 回路, 所产生的电流 (如图中虚线箭头所示) 在 R_1 上获得反馈电压 u_f , 如图中所注; 由于 u_f 使 A_1 的净输入电压 u_n 减小, 故电路中引入了负反馈。

(1) 交流负反馈稳定放大电路的输出量, 任何因素引起的输出量的变化均将得到抑制。由于输入量的变化所引起的输出量的变化也同样会受到抑制, 所以交流负反馈使电路的放大能力下降。

正反映了电子电路的特点: 有一利就有一弊, 怎样协调要看设计要求。



(a) 基本电路 (b) 习惯画法

瞬时极性法研究的是动态量, 恒压源 V_{CC} 视为地。

在图 6.2.4 所示电路中，相关电位及电流的瞬时极性和电流流向如图中所标注。由图可知，反馈量

$$i_F = -\frac{u_O}{R} \quad (6.2.3)$$

表明反馈量取自输出电压 u_O ，且转换成反馈电流 i_F ，并将与输入电流 i_I 求差后放大，因此电路引入了电压并联负反馈。

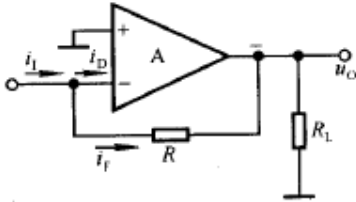


图 6.2.4 电压并联负反馈电路

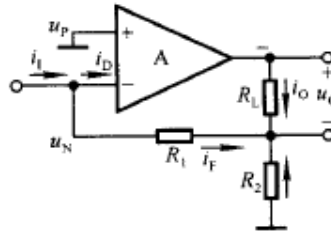


图 6.2.5 电流并联负反馈电路

四、电流并联负反馈电路

在图 6.2.5 所示电路中，各支路电流的瞬时极性如图中所标注。由图可知，反馈量

$$i_F = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot i_O \quad (6.2.4)$$

表明反馈信号取自输出电流 i_O ，且转换成反馈电流 i_F ，并将与输入电流 i_I 求差后放大，因而电路引入了电流并联负反馈。

由上述四个电路可知，串联负反馈电路所加信号源均为电压源，这是因为若加恒流源，则电路的净输入电压将等于信号源电压与集成运放输入电阻之积，而不受反馈电压的影响；同理，并联负反馈电路所加信号源均为电流源，这是因为若加恒压源，则电路的净输入电流将等于信号源电压除以集成运放输入电阻，而不受反馈电流的影响。换言之，串联负反馈适用于输入信号为恒压源或近似恒压源的情况，而并联负反馈适用于输入信号为恒流源或近似恒流源的情况。

综上所述，放大电路中应引入电压负反馈还是电流负反馈，取决于负载欲得到稳定的电压还是稳定的电流；放大电路中应引入串联负反馈还是并联负反馈，取决于输入信号源是恒压源(或近似恒压源)还是恒流源(或近似恒流源)。

这里面在研究反馈量的时候，只考虑输出电压、电流的影响，所计算出反馈量并不是实际电压或者电流，只是在考虑输出对反馈的影响，这时，输入端可以视为恒定电位=>在动态分析中就变成接地。

负反馈网络的方框图中，基本放大电路不是简单地把反馈通路断开，而是通过断开反馈，并且考虑到反馈网络在输入端和输出端是作为一个负载网络出现，即考虑反馈网络的负载效应。反馈网络不是指连接输入输出回路的网络，而是指决定反馈量和输出量的关系的所有元件组成的网络。

方框图中信号是单向流通的。

反馈的几种组态实际上是实现了输入电压(电流)对于输出电压(电流)的控制。

从引入反馈后的放大倍数表达式看， $AF > 0$ 才是负反馈。而 $1 + AF \gg 1$ ，即环路增益足够大，称为深度负反馈。 $A_F \approx 1/F \Rightarrow$ 认为净输入量可以忽略不计，只需要考虑反馈网络，即温度稳定性决定于反馈网络的温度稳定性 而反馈网络一般是无源元件组成的网络，温度稳定性好

一定要先分析清楚组态，因为不同组态的分析中需要忽略的量不一样。

在中频段，通常， \dot{A} 、 \dot{F} 、 \dot{A}_f 符号相同。哪个好判断就先判断哪个

倘若在分析中发现 $\dot{A}\dot{F} < 0$ ，即 $1 + \dot{A}\dot{F} < 1$ ，即 $|\dot{A}_f|$ 大于 $|\dot{A}|$ ，则说明电路中引入了正反馈；而若 $\dot{A}\dot{F} = -1$ ，使 $1 + \dot{A}\dot{F} = 0$ ，则说明电路在输入量为零时就有输出，称电路产生了自激振荡。

大多数负反馈放大电路，特别是用集成运放组成的负反馈放大电路，一般均满足 $1 + AF \gg 1$ 的条件，因而在近似分析中均可认为 $A_f \approx 1/F$ ，而不必求出 A ，当然也就不必定量分析基本放大电路了。

两个问题:1. 反馈系数如何得到 2. 得到反馈系数后怎么得到电压放大倍数
 根据表 6.3.1, 电压串联负反馈电路的放大倍数就是电压放大倍数, 即

$$\dot{A}_{usf} = \dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f} = \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \quad (6.4.8)$$

三、电压并联负反馈电路

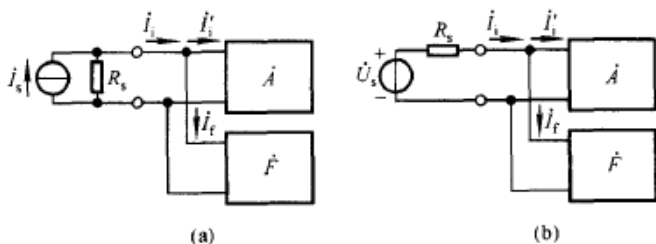
根据表 6.3.1, 电压并联负反馈电路的放大倍数

实际上, 并联负反馈电路的输入量通常不是理想的恒流信号 i_i 。在绝大多数情况下, 信号源 \dot{I}_s 有内阻 R_s , 如图 6.4.2 (a) 所示。根据诺顿定理, 可将信号源换成内阻 R_s 的电压源 \dot{U}_s , 如图 (b) 所示。由于 $\dot{I}_i \approx \dot{I}_f$, \dot{I}_i' 趋于零, 可以认为 \dot{U}_s 几乎全部降落在电阻 R_s 上, 所以

$$\dot{U}_s \approx \dot{I}_i R_s \approx \dot{I}_f R_s \quad (6.4.12)$$

于是可得电压放大倍数

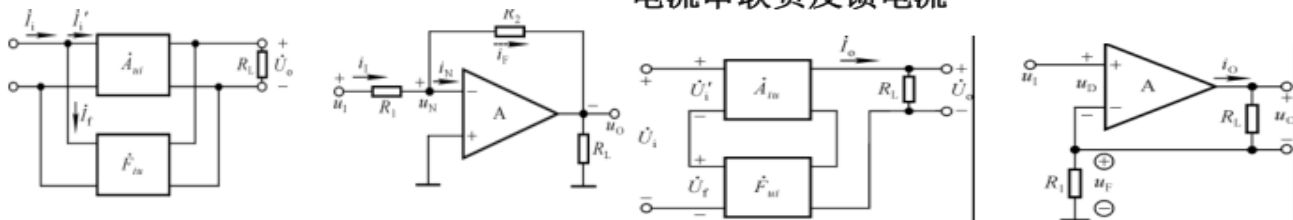
$$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_f R_s} = \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \cdot \frac{1}{R_s} \quad (6.4.13)$$



(这时整个放大电路网络的输入电阻很小, 可以忽略, 所以等效电压源电压都降在等效内阻上, 同时忽略净输入电流, 认为反馈电流就是输入电流)

从以上分析可以看出, 电压负反馈电路的电压稳定 (电压与负载无关)

电流串联负反馈电路



$$\dot{F}_{uf} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o}$$

$$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \cdot \frac{1}{R_s}$$

$$\dot{F}_{uf} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o} = -\frac{1}{R_2}$$

$$\dot{A}_{usf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \cdot \frac{1}{R_s} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\dot{F}_{uf} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o}$$

$$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{I}_o \cdot R'_L}{\dot{U}_f} = \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \cdot R'_L$$

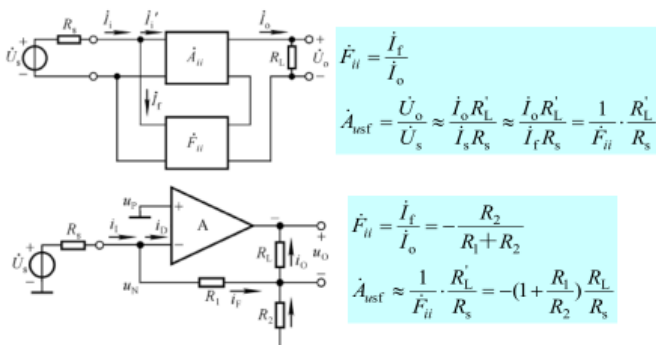
$$\dot{F}_{uf} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = R_1$$

$$\dot{A}_{usf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \cdot R'_L = \frac{R_L}{R_1}$$

反馈量是由输出量决定的, 所以 $I_f = \frac{-U_o}{R_f}$, 而不是 $\frac{U_N - U_o}{R_f}$!!!

4. 电流并联负反馈电路

求解在深度负反馈条件下电路的电压放大倍数。

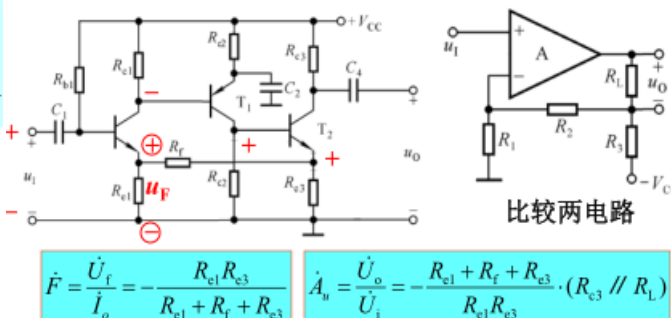


$$\dot{F}_{uf} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o}$$

$$\dot{A}_{usf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{\dot{I}_o R'_L}{\dot{I}_f R_s} = \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \cdot \frac{R'_L}{R_s}$$

$$\dot{F}_{uf} = \frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\dot{A}_{usf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \cdot \frac{R'_L}{R_s} = -(1 + \frac{R_1}{R_2}) \cdot \frac{R_L}{R_s}$$



$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = -\frac{R_{c1} R_{c3}}{R_{c1} + R_f + R_{c3}}$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_{c1} + R_f + R_{c3}}{R_{c1} R_{c3}} \cdot (R_{c3} // R_L)$$

除了符号相反, 二者基本相同=>深度负反馈条件下电路的电压增益只需要看反馈网络, 而不用考虑基本放大电路。

理想运放工作在线性区, 必须引入负反馈。因为增益趋于无穷, 任何一个不为 0 的输入都会使得输出不在线性区。(没有引入负反馈的情况称为开环使用)

负反馈放大器, 一般可采用方框图法分析电路的性能指标 (A_f , R_{if} , R_{of})

而分析的关键步骤就是“拆环”, 即将实际反馈放大器拆分成基本放大器与反馈

网络两大部分, 然后利用 A_f , R_{if} , R_{of} 与 A , R_i , R_o 以及 k_f 之间的关系, 确定反馈电路的性能指标。

拆环的基本原则:不考虑反馈作用,但需考虑反馈网络的负载效应

1. 方框图法分析步骤 (1) 拆环——划分出基本放大器 A

求输入回路:电压反馈,令 $v_o = 0$, 即输出端交流短路, 电流反馈, 令 $i_o = 0$, 即输出端交流开路

按上述方法得到的反馈放大器输入回路, 即为基本放大器的输入回路

求输出回路:串联反馈, 令 $i_i = 0$, 即输入端交流开路 并联反馈, 令 $v_i = 0$, 即输入端交流短路

按上述方法得到的反馈放大器输出回路, 即为基本放大器的输出回路。

(2) 根据得到的基本放大电路, 计算 A、 R_i 、R。注意:不同的反馈类型, 增益 A 的含义不同。因此计算前, 必须根据反馈类型确定 A 的含义

(3) 计算反馈系数 k_f

串联反馈时, 将输入端交流开路; 并联反馈时, 将输入端交流短路。计算此

时由输出量 x_o 产生的反馈量 x_f , 它们的比值即为反馈系数: $k_f = x_f/x_o$ 。

注意:不同的反馈类型, k_f 的含义不同。因此计算前, 必须根据反馈类型确定 k_f 的含义。

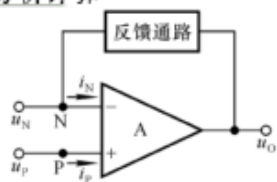
(4) 利用 A_f 、 R_{if} 、 R_{of} 的关系式分析计算

理想运放参数特点:

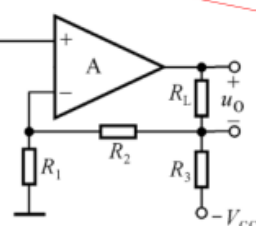
$A_{od} = \infty, r_{id} = \infty, r_o = 0$ 。

电路特征:

反馈网络为无源网络, 如图。



利用“虚短”、“虚断”求解电路。



$$u_N = u_P = u_1 \quad i_{R2} = i_{R1} = \frac{u_1}{R_1}$$

$$i_{R3} = \frac{u_{R1} + u_{R2}}{R_3} = (1 + \frac{R_2}{R_1})u_1 / R_3$$

$$i_O = i_{R2} + i_{R3} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_3} \cdot u_1$$

$$A_{up} = \frac{\Delta u_O}{\Delta u_i} = \frac{\Delta i_O R_L}{\Delta u_i} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_3} \cdot R_L$$

因为 u_O 为有限值, $A_{od} = \infty$, 所以 $u_N - u_P = 0$, 即

$u_N = u_P$ —— 虚短路

因为 $r_{id} = \infty$, 所以

$i_N = i_P = 0$ —— 虚断路

求解放大倍数的基本出发点

如前所述, 并联负反馈电路适用于恒流源或内阻 R_s 很大的恒压源(即近似恒流源), 因而在电路测试时若信号源内阻很小, 则应外加一个相当于 R_s 的电阻。

求解深度负反馈电路的基本步骤: 1. 判断反馈组态 2. 求 F 3. 利用 F 求待求量

找反馈网络要找到所有影响反馈系数的元件。(比如分流的两路电阻)

负反馈对于电路的影响:

在中频段, A_f 、A 和 F 均为实数, A_f 的表达式可写成

$$A_f = \frac{A}{1 + AF} \quad (6.5.1)$$

对上式求微分得

$$dA_f = \frac{(1 + AF)dA - AFdA}{(1 + AF)^2} = \frac{dA}{(1 + AF)^2} \quad (6.5.2)$$

用式(6.5.2)的左右式分别除以式(6.5.1)的左右式, 可得

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \cdot \frac{dA}{A} \quad (6.5.3)$$

对式(6.5.3)的内涵进行分析可知, 引入交流负反馈, 因环境温度的变化、电源电压的波动、元件的老化、器件的更换等原因引起的放大倍数的变化都将减小。特别是在制成产品时, 因半导体器件参数的分散性所造成的放大倍数的差别也将明显减小, 从而使放大能力具有很好的一致性。

应当指出, A_f 的稳定性是以损失放大倍数为代价的, 即 A_f 减小到 A 的 $(1 + AF)$ 分之一, 才使其稳定性提高到 A 的 $(1 + AF)$ 倍。

1. 串联负反馈增大输入电阻

图 6.5.1 所示为串联负反馈放大电路的方块图, 根据输入电阻的定义, 基本放大电路的输入电阻

$$R_i = \frac{U'_i}{I_i}$$

而整个电路的输入电阻

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U'_i + U_f}{I_i} = \frac{U'_i + AFU'_i}{I_i}$$

从而得出串联负反馈放大电路输入电阻 R_{if} 的表达式为

$$R_{if} = (1 + AF) R_i \quad (6.5.4)$$

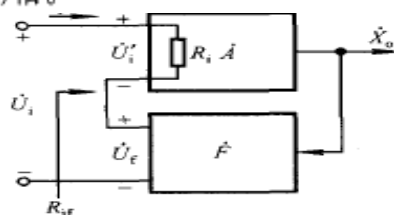


图 6.5.1 串联负反馈电路的方块图

表明输入电阻增大到 R_i 的 $(1+AF)$ 倍。

应当指出，在某些负反馈放大电路中，有些电阻并不在反馈环内，例如，串联负反馈对输入电阻影响的讨论

在图 6.4.3 所示电路的交流通路中， R_{b1} 并联在输入端，反馈对它不产生影响。这类电路的方块图如图 6.5.2 所示，可以看出

$$R'_{if} = (1 + AF) R_i$$

而整个电路的输入电阻

$$R_{if} = R_b // R'_{if}$$

因此，更确切地说，引入串联负反馈，使引入反馈的支路的等效电阻增大到基本放大电路的 $(1 + AF)$ 倍。但是，不管哪种情况，引入串联负反馈都将增大输入电阻。

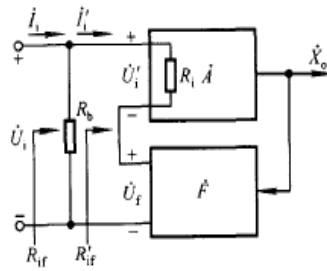
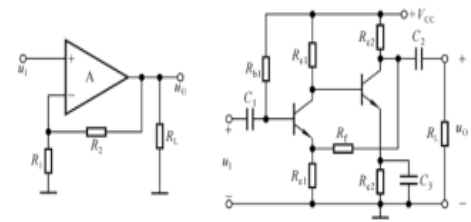


图 6.5.2 R_b 在反馈环之外时串联负反馈电路的方块图



引入串联负反馈，对图示两电路的输入电阻所产生的影响一样吗？

R_{b1} 支路在引入反馈前后对输入电阻的影响有无变化？

引入串联负反馈，使引入反馈的支路的等效电阻增大到原来的 $(1+AF)$ 倍。

R_{b1} 在引入反馈前后对于输入电阻的影响并没有变化，因为在交流通路中，它始终并联在输入端。

应当指出，在某些负反馈放大电路中，有些电阻并不在反馈环内，例如

在图 6.4.3 所示电路的交流通路中， R_{b1} 并联在输入端，反馈对它不产生影响。这类电路的方块图如图 6.5.2 所示，可以看出

$$R'_{if} = (1 + AF) R_i$$

而整个电路的输入电阻

$$R_{if} = R_b // R'_{if}$$

因此，更确切地说，引入串联负反馈，使引入反馈的支路的等效电阻增大到基本放大电路的 $(1 + AF)$ 倍。但是，不管哪种情况，引入串联负反馈都将增大输入电阻。

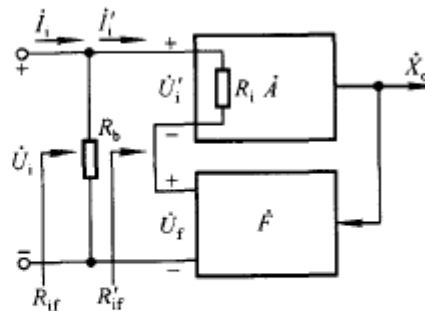


图 6.5.2 R_b 在反馈环之外时串联负反馈电路的方块图

并联负反馈放大电路的方块图如图 6.5.3 所示。根据输入电阻的定义，基本放大电路的输入电阻

$$R_i = \frac{U_i}{I'_i}$$

整个电路的输入电阻

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I'_i + I_f} = \frac{U_i}{I'_i + AF I'_i}$$

从而得出并联负反馈放大电路输入电阻 R_{if} 的表达式

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + AF} \quad (6.5.5)$$

表明引入并联负反馈后，输入电阻减小，

仅为基本放大电路输入电阻的 $(1 + AF)$ 分之一。

理想情况 $(1+AF \rightarrow \infty)$ 串联反馈 \Rightarrow 内阻趋于 ∞ ，并联反馈 \Rightarrow 内阻趋于 0 \Rightarrow 串联反馈适用于信号源为电压源，并联反馈适用于信号源为电流源。

疑问：电压源和电流源（非理想）不是可以通过戴维南诺顿定理等效变换吗？ 实际上，要看这个信号源能不能输出电流，比如传感器电路，源电压很小，内阻不是很小，也许会认为可以当成电流源。但实际情况是，如果输出一点点电流，电压就会掉下来，以至于无法分清是信号还是噪声。所以在很多情况下，信号源是前一级电路，要考虑，那个电路是否能够输出电流。电流源才可以输出电流，而对于电压源，尤其是内阻稍微大一些的电压源，经不起从内部取电流。虽然在理论分析中，电压源电流源可以很简单地进行转换，但是对于实际的电路要分析，具体属于哪一种性质。

重点：理论与实际的区别！！！！具体问题要结合理论与实际，不可默守陈规！！！！

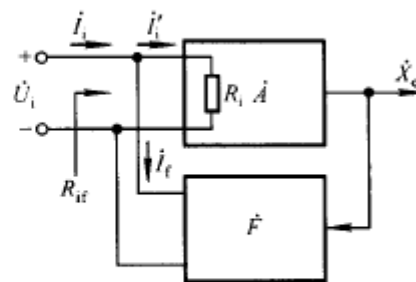


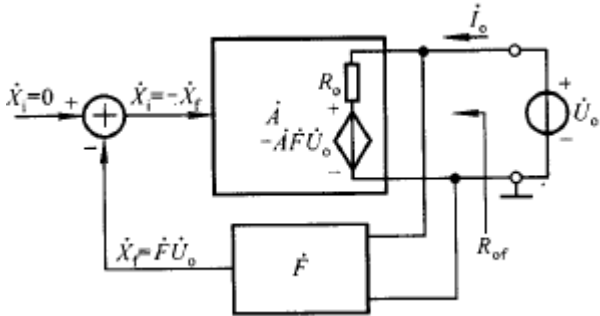
图 6.5.3 并联负反馈电路的方块图

在方框图中，基本放大电路是考虑了反馈网络的负载效应后得到的，所以在分析输入输出阻抗时，反馈网络只要考虑传递关系就可以。

1. 电压负反馈减小输出电阻

电压负反馈的作用是稳定输出电压，故必然使其输出电阻减小。电压负反馈放大电路的方块图如图 6.5.4 所示，令输入量 $X_i = 0$ ，在输出端加交流电压 U_o ，产生电流 I_o ，则电路的输出电阻为

$$R_{of} = \frac{U_o}{I_o} \quad (6.5.6)$$



U_o 作用于反馈网络，得到反馈量 $X_f = FU_o$ ， $-X_f$ 又作为净输入量作用于基本放大电路，产生输出电压为 $-AFU_o$ 。基本放大电路的输出电阻为 R_o ，因为在基本放大电路中已考虑了反馈网络的负载效应^①，所以可以不必重复考虑反馈网络的影响，因而 R_o 中的电流为 I_o ，其表达式为

$$I_o = \frac{U_o - (-AFU_o)}{R_o} = \frac{(1 + AF)U_o}{R_o}$$

将上式代入式(6.5.6)，得到电压负反馈放大电路输出电阻的表达式为

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + AF} \quad (6.5.7)$$

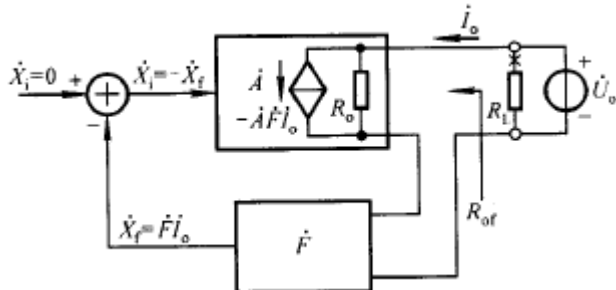
表明引入负反馈后输出电阻仅为其基本放大电路输出电阻的 $(1 + AF)$ 分之一。当 $(1 + AF)$ 趋于无穷大时， R_{of} 趋于零，此时电压负反馈电路的输出具有恒压源特性。

2. 电流负反馈增大输出电阻

电流负反馈稳定输出电流，故其必然使输出电阻增大。

图 6.5.5 所示为电流负反馈放大电路的方块图，令 $X_i = 0$ ，在输出端断开负载电阻并外加交流电压 U_o ，由此产生了电流 I_o ，则电路的输出电阻为

$$R_{of} = \frac{U_o}{I_o} \quad (6.5.8)$$



I_o 作用于反馈网络，得到反馈量 $X_f = FI_o$ ， $-X_f$ 又作为净输入量作用于基本放大电路，所产生的输出电流为 $-AFI_o$ 。 R_o 为基本放大电路的输出电阻，由于在基本放大电路中已经考虑了反馈网络的负载效应，所以可以认为此时作用于反馈网络的输入电压为零，即 R_o 上的电压为 U_o 。因此，流入基本放大电路的电流 I_o 为

$I_o = \frac{U_o}{R_o} + (-AFI_o)$ 即 $I_o = \frac{U_o}{1 + AF R_o}$ 从而： $R_{of} = (1 + AF)R_o$ 说明 R_{of} 增大到 R_o 的 $(1 + AF)$ 倍当 $(1 + AF)$ 趋于无穷大时， R_{of} 也趋于无穷大，电路的输出等效为恒流源。

需要注意的是，与图 6.5.2 所示的方块图中的 R_b 相类似，在一些电路中有的电阻并联在反馈环之外，如图 6.4.4 所示电路中的 R_{c2} ，反馈的引入对它们所在支路没有影响。因此，对这类电路，电流负反馈仅仅稳定了引出反馈的支路的电流，并使该支路的等效电阻 R' 增大到基本放大电路的 $(1 + AF)$ 倍。

为了使问题简单化，设反馈网络为纯电阻网络，且在放大电路波特图的低频段和高频段各仅有一个拐点；基本放大电路的中频放大倍数为 \dot{A}_m ，上限频率为 f_H ，下限频率为 f_L ，因此高频段放大倍数的表达式为

$$\dot{A}_h = \frac{\dot{A}_m}{1 + j \frac{f}{f_H}}$$

引入负反馈后，电路的高频段放大倍数为 $\dot{A}_{hf} = \frac{\dot{A}_h}{1 + \dot{A}_h F} = \frac{\dot{A}_m}{1 + j \frac{f}{f_H} + \dot{A}_m F}$ 将分子分母均除以 $(1 + \dot{A}_m F)$

$\dot{A}_{hf} = \frac{\dot{A}_m}{1 + j \frac{f}{f_{Hf}}}$ 式中 \dot{A}_m 为负反馈放大电路的中频放大倍数， f_{Hf} 为其上限频率，故 $f_{Hf} = (1 + \dot{A}_m F) f_H$ 表明引入负反馈后上限频率增大到基本放大电路的 $(1 + \dot{A}_m F)$ 倍。

利用上述推导方法可以得到负反馈放大电路下限频率的表达式 $f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + \dot{A}_m F}$ 可见，引入负反馈后，下限频率减小到基本放大电路的 $(1 + \dot{A}_m F)$ 分之一。

应当指出，由于不同组态负反馈电路放大倍数的物理意义不同，因而式 (6.5.10)、(6.5.11)、(6.5.12) 所具有的含义也就不同。根据式 (6.5.12) 可知，对于电压串联负反馈电路， \dot{A}_{uif} 的频带是 \dot{A}_{ui} 的 $(1 + AF)$ 倍；对于电压并联负反馈电路， \dot{A}_{uif} 的频带是 \dot{A}_{ui} 的 $(1 + AF)$ 倍；对于电流串联负反馈电路， \dot{A}_{if} 的频带是 \dot{A}_{i} 的 $(1 + AF)$ 倍；对于电流并联负反馈电路， \dot{A}_{if} 的频带是 \dot{A}_{i} 的 $(1 + AF)$ 倍。

若放大电路的波特图中有多个拐点，且反馈网络不是纯电阻网络，则问题的分析就比较复杂了，但是频带展宽的趋势不变。

在求解上下限截止频率的时候也可以求闭环传递函数 $A_f(S)$ 的极点。高频特性： $A(S) = \frac{A_0}{1 + \frac{S}{\omega_h}}$ ，由 $A_f(S) = A(S) / (1 + A(S)F)$ 极点满足方程： $1 + A(S)F = 0$ 可以求出极点 $p_f = -A_0 F_0 \omega_h$ ，则上限截止频率为 $A_0 F_0 \omega_h$ 。同理，低频特性由高通函数表示， $A(S) = \frac{A_0}{1 + \frac{S}{\omega_l}}$ ，求出极点 $p_f = -1 / (A_0 F_0) \omega_l$ ，则下限截止频率为 $1 / (A_0 F_0) \omega_l$ 。

对于非纯电阻网络，上述结论可能不成立，但是频带有变宽的趋势。

这里研究的是闭环传递函数的频带展宽，而对于之前所研究的对于不同组态的电压放大倍数，也存在频带展宽的效果。

非线性失真：指的是由于半导体元件的伏安特性的非线性，以及产生的输入输出特性的非线性导致的输入为正弦波时输出不是标准正弦波。从输入特性看，切线斜率的变化，从输出特性看， β 的非均匀性都是产生非线性失真的因素。

可以想到，两级共射电路，第一级出现一定的失真，正半周幅值大于负半周，输出反向之后作为第二级的输入，这时输入具有正半周幅值小于负半周的特点，经过类似的输出之后，非线性失真会得到补偿从而减小。所以即使在电子电路发展初期，人们也很少使用单管放大电路，至少会用两级放大来补偿非线性失真。

非线性失真的具体表现是：输出中除了基波（和信号频率相同）外，还有各次谐波。谐波是指对周期性非正弦交流量进行傅里叶级数分解所得到的大于基波频率整数倍的各次分量，通常称为高次谐波

同样的思想，我们可以利用负反馈，减小非线性失真。

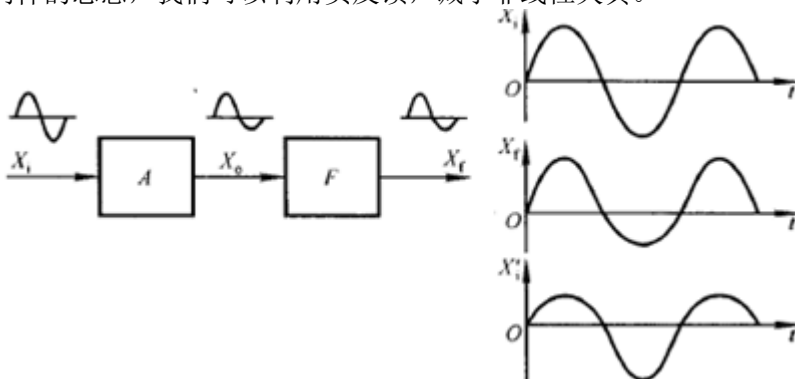


图 6.5.7 所示为减小非线性失真的定性分析。设在正弦波输入量 X_i 作用下，输出量 X_o 与 X_i 同相，且产生正半周幅值大负半周幅值小的失真，反馈量 X_f 与 X_o 的失真情况相同，如图(a)所示。当电路闭环后，由于净输入量 X'_i 为 X_o 和 X_f 之差，因而其正半周幅值小而负半周幅值大，如图(b)所示。结果将使输出波形正、负半周的幅值趋于一致，从而使非线性失真减小。

定量分析：

设图(a)中的输出量(即电路开环时的输出量)为

$$X_o = AX'_i + X'_o$$

式中， AX'_i 为 X_o 中的基波部分， X'_o 为由半导体器件的非线性所产生的谐波部分。

为了使非线性失真情况在电路闭环前后具有可比性，当电路闭环后(如图 6.3.1 所示)，应增大输入量 X_i ，使 X'_i 中的基波成分与开环时相同，以保证输出量的基波成分与开环时相同。设此时 X_o 中的谐波部分为 X''_o ，则可将 X''_o 分为两部分，一部分是因 X'_i (与开环时相同)而产生的 X'_o ，另一部分是输出量中的谐波 X''_o 。经反馈网络和基本放大电路而产生的输出 $-AFX''_o$ ，写成表达式为

$$X''_o = X'_o - AFX''_o$$

因此

$$X''_o = \frac{X'_o}{1 + AF} \quad (6.5.13)$$

表明在输出基波幅值不变的情况下，引入负反馈后，输出的谐波部分被减小到基本放大电路的 $(1 + AF)$ 分之一。

综上所述，可以得到如下结论：

(1) 只有信号源有足够的潜力，能使电路闭环后基本放大电路的净输入电压与开环时相等，即输出量在闭环前、后保持基波成分不变，非线性失真才能减小到基本放大电路的 $(1 + AF)$ 分之一。

(2) 非线性失真产生于电路内部，引入负反馈后才被抑制。换言之，当非线性信号混入输入量或干扰来源于外界时，引入负反馈将无济于事，必须采用信号处理(如有源滤波)或屏蔽等方法才能解决。

(3) 对于非线性失真特别严重的放大器，在引入负反馈后，改善的效果并不明显。因为非线性失真严重的放大器的输出波形中含有较多的高次谐波，如果要把这些都反馈至输出得到放大，就要去基本放大电路具有很宽的频带，而且在很宽的频带范围内都具有较深的反馈深度。

引入负反馈的原则：

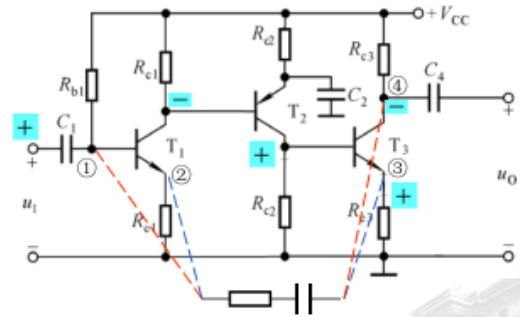
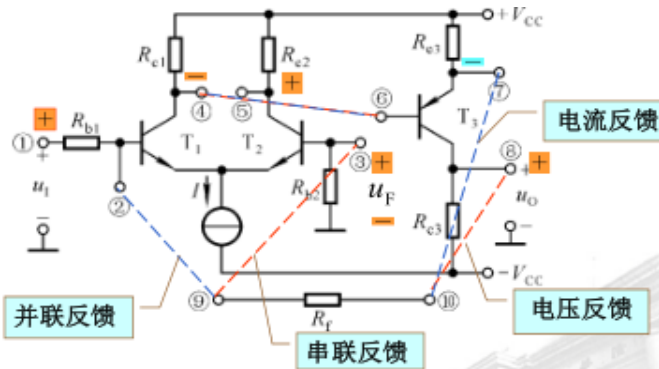
(1) 为了稳定静态工作点，应引入直流负反馈；为了改善电路的动态性能，应引入交流负反馈。

(2) 根据信号源的性质决定引入串联负反馈或并联负反馈。当信号源为恒压源或内阻较小的电压源时，为增大放大电路的输入电阻，以减小信号源的输出电流和内阻上的压降，应引入串联负反馈。当信号源为恒流源或内阻很大的电压源时，为减小放大电路的输入电阻，使电路获得更大的输入电流，应引入并联负反馈。

(3) 根据负载对放大电路输出量的要求，即负载对其信号源的要求，决定引入电压负反馈或电流负反馈。当负载需要稳定的电压信号时，应引入电压负反馈；当负载需要稳定的电流信号时，应引入电流负反馈。

(4) 根据表 6.3.1 所示的四种组态反馈电路的功能，在需要进行信号变换时，选择合适的组态。例如，若将电流信号转换成电压信号，则应引入电压并联负反馈；若将电压信号转换成电流信号，则应引入电流串联负反馈，等等。

在图示电路中能够引入哪些组态的交流负反馈？



试在图示电路中分别引入四种不同组态的交流负反馈 只可能引入电压并联或电流串联两种组态的交流负反馈

例一：首先，串联反馈，所以要让反馈量回到输入电压的端口，因为是电压反馈，所以要从输出电压上取样。而要满足负反馈，对于差分电路，要求引回的输入端极性为正，所以输出端为正。而根据放大电路的相位关系，需要把基极接到（负）端。

类似的可以分析得到，如果想引入电压并联负反馈，9 端接 2（并联），10 仍然接 8（电压），这时 6 要接 5，因为并联负反馈要满足反馈电流从 2 到 9，即 8 的极性为负。

如果想引入电流负反馈，则 10 要接 7。如果是电流串联，9 接 3, 7 的极性是正，所以 6 要接 5. 如果是电流并联，9 接 2, 7 的极性是负，所以 6 接 4.

正是由于差分放大电路单端输出的时候极性是灵活的，所以四种组态都可以引入。

综上：

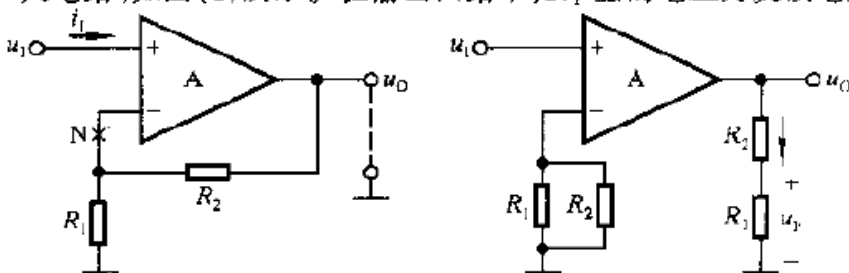
1. 串联并联，决定输入端接入方式。对于集成运放（或者分立元件搭成多级电路，输入级为差分放大电路），输入电压是两个输入端电位差，所以信号要引回电压输入端，电流同理要接入输入端。对于分立元件电路，净输入是指输入级放大管的极间输入电压，如 BE 之间的电压，净输入电流是指放大管的输入电流，如基极电流。
2. 电压电流反馈，根据取样对象，找取样点。对于分立元件电路，电压反馈，取样点是输出电压的非接地端口。电流反馈是最后一个管子的公共极。
3. 负反馈：根据瞬时极性法标出的极性关系，按照串联反馈和并联反馈信号叠加方式不同产生的极性差异，确定最后反馈网络的连接。

例二：由于负反馈的极性要求：对于一个实际已经搭建好的电路，由于输出和输入有一定的极性关系，只能引入两种组态。对于集成运放来说，反馈网络只能引回反向输入端。

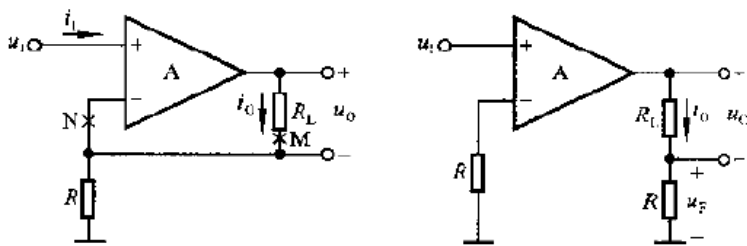
方块图中基本放大电路是考虑反馈网络的负载效应后等效的电路，下面介绍负载效应在等效过程中的处理方法。

负反馈放大电路的方块图是将电路等效成两个二端口网络连接而成。为了使信号的传递单向化,在分解出基本放大电路时,应考虑反馈网络的负载效应,也就是要将反馈网络作为放大电路输入端和输出端的等效负载。根据网络理论,当考虑反馈网络在输入端的负载效应时,应令输出量的作用为零;而当考虑反馈网络在输出端的负载效应时,应令输入量的作用为零。

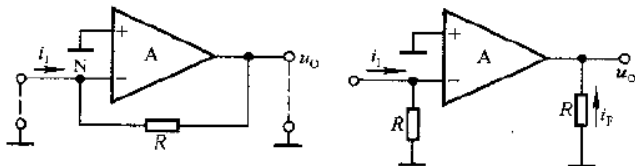
在图 6.3.3(a)所示电压串联负反馈放大电路中, R_1 和 R_2 构成反馈网络,令输出量的作用为零,即令 $u_o=0$,则 R_1 和 R_2 中的电流仅为输入量作用的结果,因此在输入端的等效负载为 $R_1 // R_2$;令输入量的作用为零,即令输入电流 $i_1=0$,相当于将图(a)中的 N 点断开,则 R_1 和 R_2 中的电流仅为输出量作用的结果,因此在输出端的等效负载为 R_1 和 R_2 的串联。这样就得到图(a)所示电路的基本放大电路,如图(b)所示。在输出回路中, R_1 上的电压为反馈电压 u_F 。



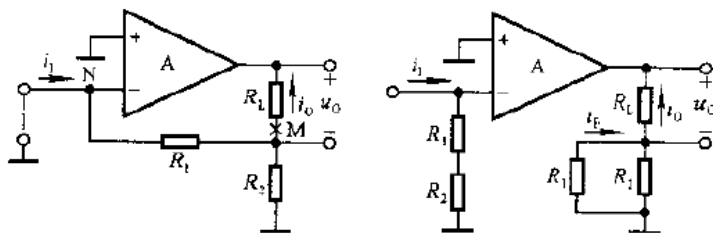
在图 6.3.4(a)所示的电流串联负反馈放大电路中, R 构成反馈网络。令输出量的作用为零, 即 $i_o = 0$, 相当于断开图(a)中的 M 点, 则得到在输入端的等效负载 R ; 令输入量的作用为零, 即断开图(a)中的 N 点, 则得到在输出端的等效电阻 R , R 与 R_L 串联。因此, 图(a)所示电路的基本放大电路如图(b)所示, 输出路中 R 上的电压为反馈电压 u_f 。



在图 6.3.5(a)所示电压并联负反馈放大电路中, R 构成反馈网络。令输出量的作用为零, 即令 $u_o = 0$, 则得到在输入端的等效负载为 R ; 令输入量的作用为零, 即令 i_i 流入 R 的电流为零, 相当于将输入端接地, 如图(a)中所示, 则得到在输出端的等效负载, 也为 R 。输出回路中, R 中的电流即为反馈电流 i_f 。



在图 6.3.6(a)所示电流并联负反馈放大电路中, R_1 和 R_2 构成反馈网络, 令 N 点接地, M 点断开, 则得到基本放大电路如图(b)所示。输出回路中, R_1 中的电流为反馈电流 i_f 。



综上所述, 可以得到求解基本放大电路的一般方法和步骤如下:

(1) 找出反馈网络。

(2) 求解反馈网络在放大电路输入端的等效负载电阻。对于电压反馈, 应令 $\dot{U}_o = 0$ (或 $u_o = 0$), 即将输出端短路; 对于电流反馈, 应令 $\dot{I}_o = 0$ (或 $i_o = 0$), 即将 \dot{I}_o 所在回路断开。

(3) 求解反馈网络在放大电路输出端的等效负载电阻。对于串联反馈, 应令 $\dot{I}_i = 0$ (或 $i_i = 0$), 即断开放大电路输入级与反馈网络的连接处; 对于并联反馈, 应令输入端接地, 以断开输入量对反馈网络的作用。

应当指出, 利用集成运放所构成的负反馈放大电路, 一般均满足 $1 + AF \gg 1$ 的条件, 因而在近似分析中均可认为 $A_{if} \approx 1/F$, 而不必求出基本放大电路 A , 当然也就不必求解基本放大电路了。

2. 深度负反馈条件下 A_{of} 的估算

将 $F = 1 + Ak_f \gg 1$, 称为深度负反馈条件。当电路满足深度负反馈条件时, A_{of} 可采用以下两种方法进行简单的估算。

(1) 方法 1——利用 $A_{if} \approx 1/k_f$ 分析计算

当 $F \gg 1$ 满足深度负反馈条件时, 闭环增益 $A_{if} \approx 1/k_f$ 。因此, 只要求出 k_f , 即可得到 A_{if} 。具体分析步骤如下:

(a) 根据反馈类型确定 k_f 含义, 并计算 $k_f = x_i/x_o$

(b) 确定 $A_{if}(=x_o/x_i)$ 含义, 并计算 $A_{if} \approx 1/k_f$

(c) 将 A_{if} 转换成 $A_{vif} = v_o/v_s$

这种分析方法利用同一公式($A_{if} \approx 1/k_f$)进行分析, 思路清晰, 但对于不同反馈类型, 需确定 k_f 与 A_{if} 的不同含义。另外, 除电压串联负反馈电路外, 其余类型还需进行增益转换。

(2) 方法 2——利用 $x_i' \rightarrow 0$ 分析计算

当 $F \gg 1$ 满足深度负反馈条件时, $x_i' \rightarrow 0$, 即 $\begin{cases} v_i' \rightarrow 0, \text{称虚假短路。} \\ i_i' \rightarrow 0, \text{称虚假开路。} \end{cases}$

对于一个实际的负反馈放大器, 无需进行拆环, 利用虚短路、虚开路这两个近似条件, 直接通过原电路, 即可方便求出 A_{vif} 。具体分析步骤如下:

对于串联反馈: 令 $v_i' \approx 0$, 则 $v_s \approx v_i$; 再令 $i_i' \approx 0$ 即输入端开路, 求出 v_o 与 v_i 即 v_s 之间的关系, 整理得 A_{vif} 。

对于并联反馈: 令 $i_i' \approx 0$, 则 $i_s \approx i_i$; 再令 $v_i' \approx 0$ 即输入端短路, 求出 v_o 与 i_i 即 i_s 之间的关系, 由于 $i_s \approx v_s/R_s$, 经整理后得 A_{vif} 。

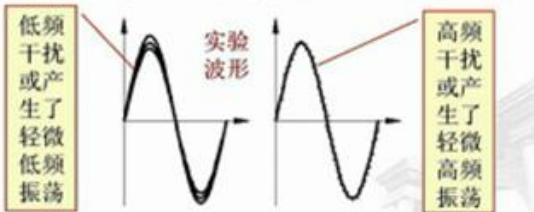
1. 反馈判断中需注意的问题

(1) 利用瞬时极性法判断电路反馈极性时, 需注意两个问题: (a) 用正、负号表示的交流电位瞬时极性, 是指各点对地的电压极性, 而并非指某器件两端的电压。(b) 反馈信号极性是根据输出信号极性判断所得。

(2) 利用短路法判断反馈类型时, 我们只关心在输入或输出端短路时, 反馈信号是否存在, 并不关心其数值的大小。

2. 电压负反馈与电流负反馈

电压负反馈稳定输出电压, 电流负反馈稳定输出电流, 这种区分只有在负载 R_L 变化时才有意义。若负载电阻 R_L 不变, 则电压负反馈与电流负反馈具有同样的效果。也就是说, 当 R_L 不变时, 输出端引入电压或电流负反馈均可。



产生原因: 电路结构不合理, 或者反馈过深。由于中频段, $AF > 0$, 所以自激振荡出现在低频或者高频。

低频干扰: 比如直流电源是正弦波经过整流滤波得到, 50Hz 的正弦波全波整流后存在一定量 100Hz 的低频信号, 成为低频干扰信号。

高频干扰: 比如空中的电磁波。

在低频段, 因为耦合电容、旁路电容的存在, $\dot{A}\dot{F}$ 将产生超前相移; 在高频段, 因为半导体元件极间电容的存在, $\dot{A}\dot{F}$ 将产生滞后相移; 在中频段相位关系的基础所产生的这些相移称为附加相移, 用 $(\varphi'_A + \varphi'_F)$ 来表示。当某一频率 f_0 的信号使附加相移 $\varphi'_A + \varphi'_F = n\pi$ (n 为奇数) 时, 反馈量 \dot{X}_f 与中频段相比产生超前或滞后 180° 的附加相移, 因而使净输入量

$$|\dot{X}_i'| = |\dot{X}_i| + |\dot{X}_f| \quad (6.6.1)$$

于是输出量 $|\dot{X}_o|$ 也随之增大, 反馈的结果使放大倍数增大。

若在输入信号为零时(如图 6.6.1 所示), 因为某种电扰动(如合闸通电), 其中含有频率为 f_0 的信号, 使 $\varphi'_A + \varphi'_F = \pm\pi$, 由此产生了输出信号 \dot{X}_o ; 则根据式 (6.6.1), $|\dot{X}_o|$ 将不断增大。其过程如下:

$$|\dot{X}_o| \uparrow \longrightarrow |\dot{X}_f| \uparrow \longrightarrow |\dot{X}_i'| \uparrow \longrightarrow |\dot{X}_o| \uparrow \uparrow$$

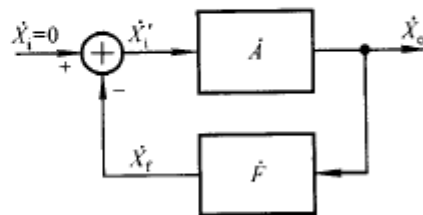


图 6.6.1 负反馈放大电路的自激振荡

正反馈不会无休止的进行下去，有两个主要的限制因素：1. 半导体元件的非线性，如晶体管， β 不是处处相等，随着输出电流的增大， β 会出现下降。2. 电源电压的限制，动态信号的幅值不会超过电源电压。所以正反馈进行到一定程度后会进入动态平衡。此时称电路产生自激振荡。

要点：1. 电路中存在 f_0 的信号，即能产生 $\pm \pi$ 的相移。 2. 有电扰动的时候，正反馈能形成。即开始发生振荡的时候， AF 的模要大于1。3. 平衡态叫做自激振荡。

设放大电路采用直接耦合方式，且反馈网络为纯电阻网络，则附加相移仅产生于放大电路，且为滞后相移，电路只可能产生高频振荡。

在上述条件下，在单管放大电路中引入负反馈，因其产生的最大附加相移为 -90° ，不存在满足相位条件的频率，故不可能产生自激振荡。在两级放大电路中引入负反馈，当频率从零变化到无穷大时，附加相移从 0° 变化到 -180° ，虽然从理论上存在满足相位条件的频率 f_0 ，但 f_0 趋于无穷大，且当 $f=f_0$ 时 A 的值为零，不满足幅值条件，故不可能产生自激振荡。在三级放大电路中引入负反馈，当频率从零变化到无穷大时，附加相移从零变化到 -270° ，因而存在使 $\varphi_A = -180^\circ$ 的频率 f_0 ，且当 $f=f_0$ 时 $|A| > 0$ ，有可能满足幅值条件，故可能产生自激振荡。可以推论，四级、五级放大电路更易产生自激振荡，因为它们一定存在 f_0 ，且更易满足幅值条件。因此，实用电路中以三级放大电路最常见。上述分析有条件，反馈网络为纯电阻网络，即附加相移只来自于放大电路。如果反馈网络不是纯电阻电路，则对于单管放大和两级放大电路也有可能产生自激振荡。

在电路产生自激振荡时，由于 \dot{X}_n 与 \dot{X}_r 相互维持所以 $\dot{X}_n = \dot{A}\dot{X}_r = -\dot{A}\dot{F}\dot{X}_n$ ，即 $\dot{A}\dot{F} = -1 \Rightarrow$

幅值条件： $|\dot{A}\dot{F}| = 1$ 相位条件： $\varphi_A + \varphi_F = (2n+1)\pi$ (n 为整数)

放大电路3级及以上可能产生高频振荡，引入的耦合电容旁路电容等3个及以上可能产生低频振荡。

由以上分析可知，放大电路级数愈多，引入负反馈后愈容易产生高频振荡。与上述分析相类似，放大电路中耦合电容、旁路电容等愈多，引入负反馈后，愈容易产生低频振荡。而且 $(1+AF)$ 愈大，即反馈愈深，满足幅值条件的可能性愈大，产生自激振荡的可能性就愈大。

应当指出，电路的自激振荡是由其自身条件决定的，不因其输入信号的改变而消除。要消除自激振荡，就必须破坏产生振荡的条件；而只有消除了自激振荡，放大电路才能稳定地工作。

所以，一般的放大电路都采用三级放大，而很少采用高级放大电路。

3. 影响负反馈电路稳定性的主要因素

(1) 极点数越多，电路越不稳定

单极点电路不会自激；两个极点的电路，若不考虑寄生参量的影响，也不会自激；而三个极点的电路极有可能产生自激。因此，为保证负反馈电路稳定工作，尽量采用单极或两级负反馈放大器。

(2) 极点靠得越近，电路越不稳定

通常，极点频率靠得越近，频率特性下降得越快，电路越容易产生自激。当各极点重合时，放大器稳定性最差。因此，在设计电路时，尽量分散各级放大电路的参数，使极点拉开，提高电路的稳定性。

设满足相位条件的频率为 f_0 ，满足幅值条件的频率为 f_c 。

综上所述，在已知环路增益频率特性的条件下，判断负反馈放大电路是否稳定的方法如下：

(1) 若不存在 f_0 ，则电路稳定；(2) 若存在 f_0 ，且 $f_0 < f_c$ ，则电路不稳定，必然产生自激振荡；若存在 f_0 ，但 $f_0 > f_c$ ，则电路稳定，不会产生自激振荡。

疑问：那如果二者正好相等呢？ 实际上，任何放大电路都受温度影响，要看温度变化的时候，动态参数变化的情况。变化后出现二者的一个确定的不等关系的时候就可以判断是否振荡。所以一般研究稳定性的时候会考虑是否有足够的稳定性，就是 $f=f_0$ 的时候， $f > f_c$ 。

因此，提出了稳定裕度的概念。不同教材的定义方式略有不同，但其本质是一样的，都是从一个方面达到振荡的临界条件时，另一方面远离临界条件的程度。

消除自激振荡的方法：

1. 简单滞后补偿

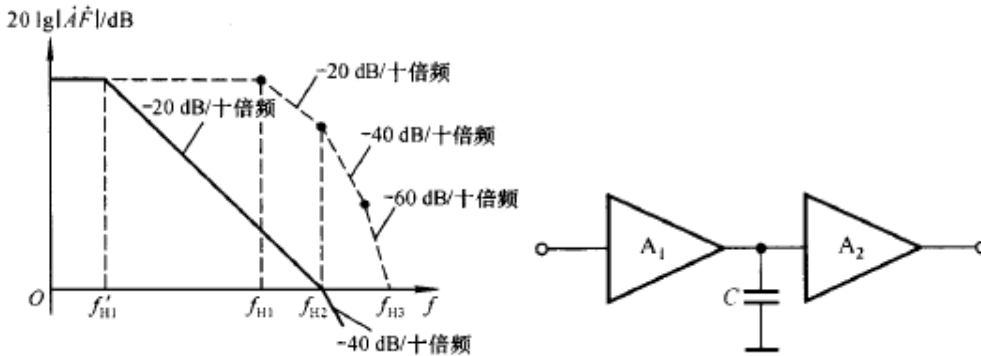
设某负反馈放大电路环路增益的幅频特性如图 6.6.3 中虚线所示，在电路找出产生 f_{H1} 的那级电路，加补偿电路，如图 6.6.4 (a) 所示，其高频等效电路如图 6.6.4 (b) 所示。 R_{o1} 为前级输出电阻， R_{i2} 为后级输入电阻， C_{i2} 为后级输入电容，因此加补偿电容前的上限频率

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} // R_{i2}) C_{i2}} \quad (6.6.7)$$

加补偿电容 C 后的上限频率

$$f'_{H1} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} // R_{i2})(C_{i2} + C)} \quad (6.6.8)$$

如果补偿后，使 $f = f_{H2}$ 时， $20 \lg |\dot{A}\dot{F}| = 0 \text{ dB}$ ，且 $f_{H2} \geq 10f'_{H1}$ ，如图 6.6.3

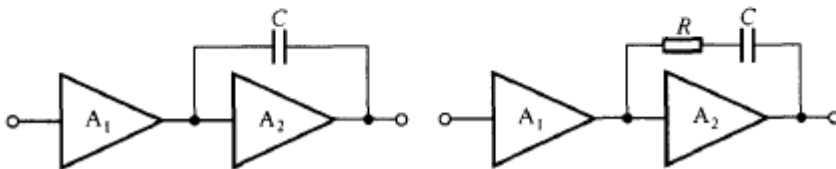


中实线所示，则表明 $f = f_c$ 时， $(\varphi_A + \varphi_F)$ 趋于 -135° ，即 $f_0 > f_c$ ，并具有 45° 的相位裕度，所以电路一定不会产生自激振荡。

所用的电容的数量级几十到几百 pF。虽然电容越大，补偿效果越好。但是考虑到补偿是以减小带宽为代价的，如果电容过大，信号都有可能被短路。

为减小补偿电容的容量，可以利用密勒效应，将补偿电容、或补偿电阻和电容跨接在放大电路的输入端和输出端，如图 6.6.7 所示。

设图 6.6.7 (a) 所示电路中 $A_2 = 100$ ， $C = 20 \text{ pF}$ ，则相当于在图 6.6.4 (a) 电路中补偿电容 $C = (20 \times 100) \text{ pF} = 2000 \text{ pF}$ 。



当只有小电容而无法消除自激振荡的时候，可以利用密勒效应将电容放大。

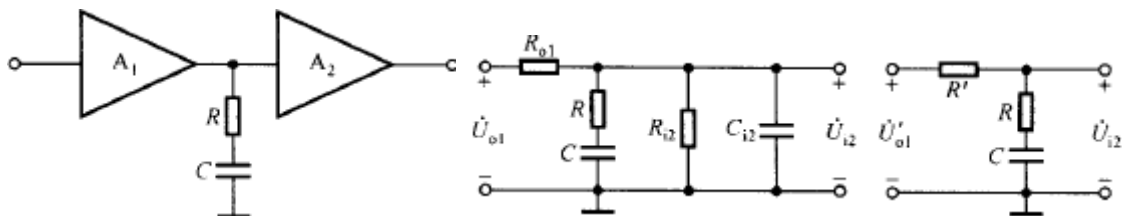
2. RC 滞后补偿

简单滞后补偿方法虽然可以消除自激振荡，但以频带变窄为代价，如图 6.6.3 中所示，上限频率由 f_{H1} 变为 f'_{H1} 。采用 RC 滞后补偿不仅可以消除自激振荡，而且可以使带宽的损失有所改善。具体方法如图 6.6.5 (a) 所示，其高频等效电路如图 (b) 所示；通常应选择 $R \ll (R_{o1} // R_{i2})$ ， $C \gg C_{i2}$ ，因而简化电路如图 (c) 所示，其中

$$\dot{U}'_{o1} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot \dot{U}_{o1}, \quad R' = R_{o1} // R_{i2}$$

因此，

$$\frac{\dot{U}_{i2}}{\dot{U}'_{o1}} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{R' + R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1 + j\omega RC}{1 + j\omega(R + R')C} = \frac{1 + j\frac{f}{f'_{H2}}}{1 + j\frac{f}{f_{H1}}} \quad (6.6.9)$$



式中 $f'_{H1} = \frac{1}{2\pi(R' + R)C}$, $f'_{H2} = \frac{1}{2\pi RC}$ 。若补偿前放大电路的环路增益表达式为

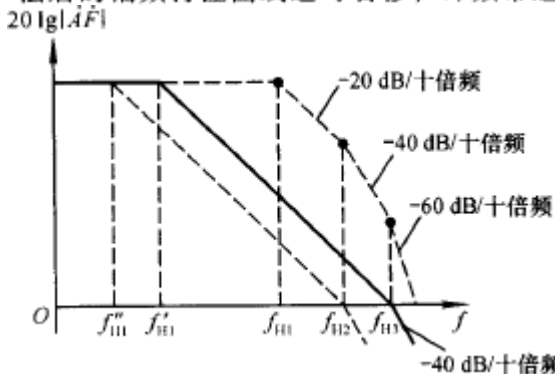
$$\dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{A}_m\dot{F}}{\left(1 + j\frac{f}{f_{H1}}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_{H2}}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_{H3}}\right)} \quad (6.6.10)$$

并且 RC 的取值使 $f'_{H2} = f_{H2}$, 则将式(6.6.9)代入式(6.6.10)可得补偿后放大电路的环路增益表达式, 为

$$\dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{A}_m\dot{F}}{\left(1 + j\frac{f}{f'_{H1}}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_{H3}}\right)} \quad (6.6.11)$$

上式表明, 补偿后环路增益幅频特性曲线中只有两个拐点, 因而电路不可能产生自激振荡。

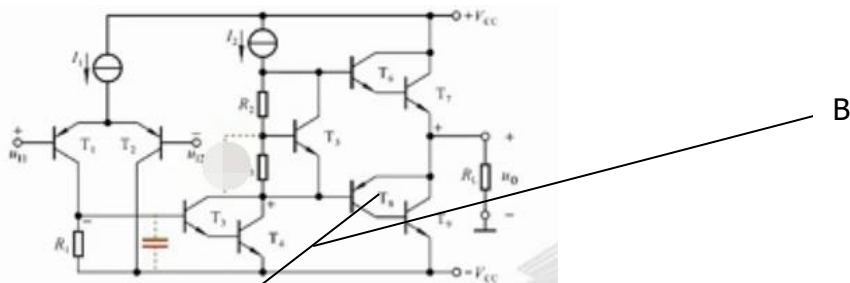
图 6.6.6 所示为放大电路补偿前后的幅频特性, 右边虚线为未加补偿的幅频特性, 左边虚线是加简单电容补偿后的幅频特性, 实线是加 RC 补偿后的幅频特性。三者相比, 显然 RC 补偿比简单电容补偿的带宽有所改善。实际上, 当 $f = f_{H3}$ 时, 即使 $20\lg|\dot{A}\dot{F}| > 0$ dB, 电路也不可能产生自激振荡, 因此 RC 补偿后的幅频特性曲线还可右移, 即频带还可更宽些。



两类补偿的目的都是延长 -20dB/dec 的直线的长度, 第二种方法引入零点从而消除一个极点形成双极点电路, 即一定不会出现自激振荡。

在高频段还会存在其他的因素影响电路, 所以上述分析得到的 R, C 只是理论值, 真正想达到目的, R, C 需要通过实验测得。

实际上最常用的是简单滞后补偿和密勒补偿。



判断电路引入负反馈后有可能产生自激振荡吗?

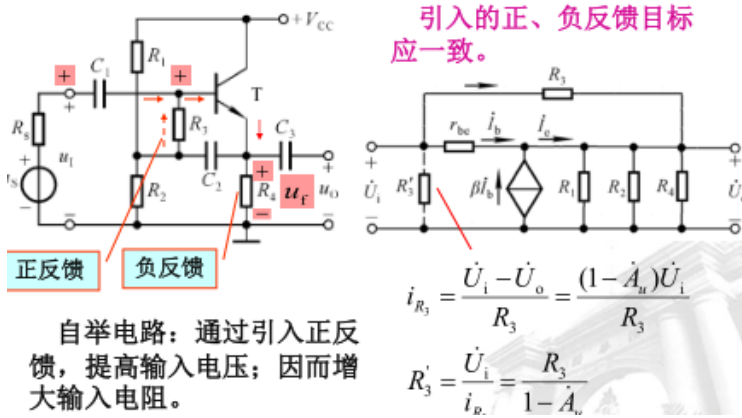
A 如可能, 则应在电路的哪一级加补偿电容?

可以在如图连线上加入一个电容。

加入补偿电容的位置是在最低的上限截止频率对应回路中, 一般情况下, 都是在放大倍数最大的, 也就是主放大器所在的一级放大电路处加入补偿电容。尤其是对于集成运放, 中间放大级的主要目的就是完成大倍数的放大, 也就是主要放大电路, 所以一般都是在中间级加入补偿电容。

A 处加入电容对应: 简单滞后补偿 B 处加入电容对应: 密勒补偿

一、放大电路中的正反馈



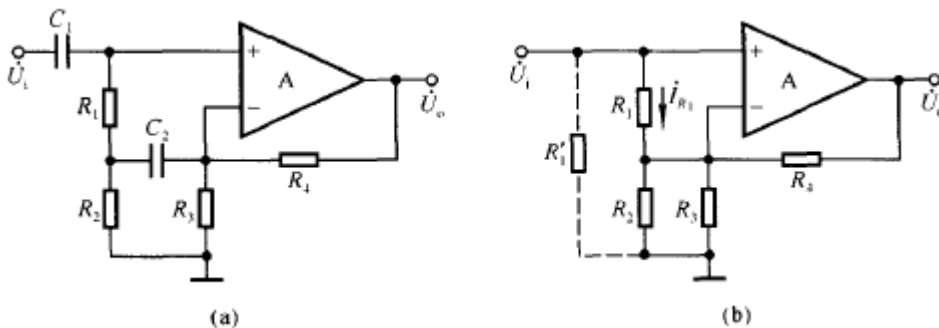
二、自举电路

在阻容耦合放大电路中，常在引入负反馈的同时，引入合适的正反馈，以提高输入电阻，见图 6.7.2 (a) 所示电路。

为使集成运放静态时能正常工作，必须在同相输入端与地之间加电阻。若不加电容 C_2 ，则电路中虽然引入了电压串联负反馈，但输入电阻的值却不大。在理想运放情况下

$$R_i = R_1 + R_2 \quad (6.7.7)$$

当加 C_2 时，电路的交流通路如图(b)所示， R_2 和 R_3 并联， R_1 跨接在运放的两个输入端。利用瞬时极性法可以判断出电路中除了通过 R_4 接反相输入端引入负反馈外，还通过 R_1 接同相输入端而引入了正反馈；当信号源为有内



由于引入交流正反馈， R_1 中的交流电流 I_{R1} 大大减小，其表达式为

$$I_{R1} = \frac{U_P - U_N}{R_1}$$

式中 $U_P = U_i$ 。若将 R_1 等效到输入端与地之间，如图中虚线所示，则等效电阻

$$R'_1 = \frac{U_i}{I_{R1}} = \frac{U_P}{U_P - U_N} \cdot R_1$$

在理想运放情况下， $U_N = U_P$ ，故 R'_1 趋于无穷大。因而电路的输入电阻

$$R_i = R'_1 // R'_1 = \infty \quad (6.7.8)$$

与式(6.7.7)比较可知，引入正反馈使输入电阻大大提高。

以电压作为参量进行处理的电路称为电压模电路，而以电流作为参量进行处理的电路为电流模电路；即电压模电路的处理对象是电压，而电流模电路的处理对象是电流。由于电流与电压具有相关性，因此难于给电流模电路以一个严格的定义。一般称信号传递过程中除与晶体管 b-e 间电压有关外，其余各参量均为电流量的电路，即为电流模电路。因此，利用电流模技术设计的电流放大电路最具有典型性。由于电流模电路的种种优点，VFA 电路也在局部采用此技术，以获得性能的改善。

由于电流源电路能够按比例传输电流，因而作为基本单元电路广泛用于各种电流模电路之中。图 6.7.3 所示为最简单的电流源电路，即镜像电流源。 T_1 管一边注入输入电流 i_1 ，产生 b-e 间电压 u_{BE1} ，并作为 T_2 管的基极偏压，若 T_1 与 T_2 理想对称，且 $\beta \gg 2$ ，则输出电流 $i_0 \approx i_1$ 。虽然镜像电流源电路简单，但可以看出电流模电路的如下优点：

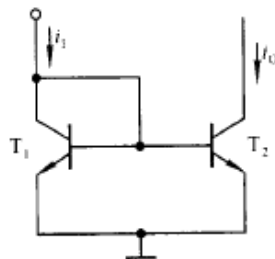


图 6.7.3 镜像电流源

(1) 只要 T_2 管的管压降 u_{CE2} 足够大，保证其工作在放大状态，输出电流的幅值就仅受管子最大集电极电流 I_{CM} 的限制，因此电路可在低电源电压下工作，并且输出电流可以有很大的变化范围。

而电压模电路的输出电压幅值受电源电压的限制。

(2) 只要 T_1 与 T_2 管理想对称， i_0 与 i_1 就具有良好的线性关系，而不受晶体管输入特性非线性的影响，因此电路的非线性失真很小。

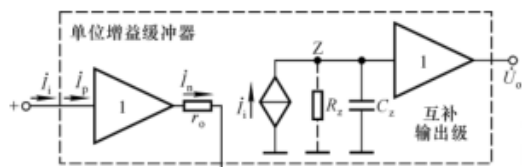
而在电压模电路中，输入电压作用于 b-e 之间，产生 Δu_{BE} ，由于输入特性的指数规律， Δi_B 与 Δu_{BE} 成非线性关系，最终导致输出电压产生非线性失真。

(3) 在信号传递过程中，由于 b-e 间电压随 i_1 的变化仅有微小的变化，而且晶体管的极间电容 $C_{b'e}$ (即 C_π) 和 $C_{b'c}$ (即 C_μ) 所在回路均为低阻回路，故电路的截止频率很高，可以接近管子的特征频率 f_T 。

而在电压模电路中，各级电压放大倍数很大，使得管子发射结等效电容较大，且回路电阻大，因而截止频率很低。

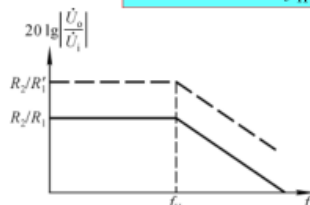
虽然实际的电流模电路要比图 6.7.3 所示电路复杂得多，但它们所具有的频带宽、速度高、失真小、输出动态范围大等优点是共同的。

电流反馈型集成运放的输入信号为电流，引入的反馈必须影响其输入电流才能起作用，故而得名；同理通用性集成的频率响应或运放称为电压反馈型集成运放。



$$\dot{A}_{ui} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{I}_i \cdot \frac{1}{j\omega C_z}}{\dot{I}_i} = \frac{1}{j\omega C_z}$$

$$\dot{A}_u = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}} \quad (f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C})$$



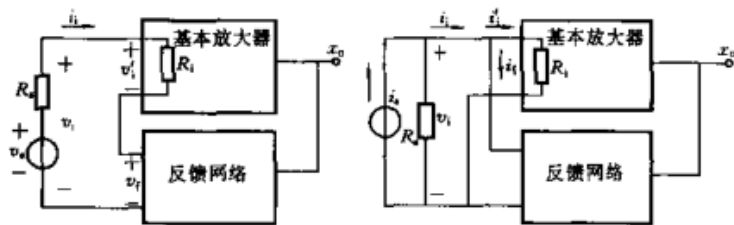
改变 R_1 可改变增益，但上限频率不变，即频带不变，带宽增益积不是常量。

对于这种电路，高频截止频率只与 R_2 有关，即如果只改变 R_1 的时候，带宽不变。所以，可以通过 R_2 来设置带宽，通过 R_1 来设置增益。

引入负反馈后的输入输出电阻的分析：

一、输入电阻

负反馈对输入电阻的影响与反馈网络在放大器输入端的连接方式有关，而与输出端的连接方式无关。因此，在推导输入电阻表达式时，只需画出图 5-2-1 所示两种放大器输入端的连接图，而将放大器输出端统一用输出信号 x_o 表示。



在图 5-2-1(a) 所示的串联反馈电路中, $v_i = v_i' + v_f$, $v_f = k_f x_o$, $x_o = A v_i'$, 因而它的输入电阻 R_{if}

$$R_{if} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i' + v_f}{i_i} = \frac{v_i'}{i_i} \left(1 + \frac{v_f}{v_i'} \right) = R_i (1 + A k_f) = R_i (1 + T) = R_i F$$

式中, $R_i = v_i' / i_i$ 是基本放大器的输入电阻。

在图 5-2-1(b) 所示的并联反馈电路中, $i_i = i_i' + i_f$, $i_f = k_f x_o$, $x_o = A i_i'$, 因而它的输入电阻 R_{if}

$$R_{if} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{v_i}{i_i' + i_f} = \frac{v_i}{i_i' (1 + i_f / i_i')} = \frac{R_i}{1 + A k_f} = \frac{R_i}{1 + T} = \frac{R_i}{F} \quad (5-2-6)$$

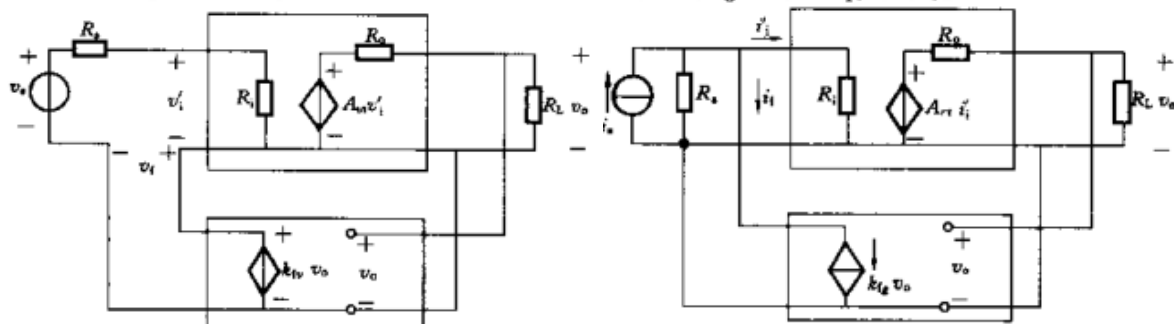
通过上述讨论可见, 采用串联反馈时, 输入电阻是基本放大器输入电阻的 F 倍; 采用并联反馈时, 输入电阻则是基本放大器输入电阻的 $1/F$ 倍。因此, 选择合适的反馈类型, 并控制 F 的大小, 就能获得所需的输入电阻值。

二、输出电阻

负反馈对输出电阻的影响与反馈网络在放大器输出端的连接方式有关, 而与输入端的连接方式无关

1. 电压负反馈

在图 5-1-2(a) 和 (c) 所示电压串联和电压并联反馈放大器的组成方框中, 将其中的基本放大器分别用电压放大器和互阻放大器模型表示, 反馈网络分别用压控电压源和压控电流源表示, 如图 5-2-2 所示。根据输出电阻定义, 移去输入信号源 (即 $v_s = 0$ 或 $i_s = 0$) 和输出负载, 并在输出端加电压 v , 如图 5-2-3 所示。由图可见, 尽管放大器输入端没有外加的输入信号, 但是由 v 通过反馈网络产生的反馈信号实际上已起着基本放大器输入信号源的作用。因此, 在串联反馈电路中, v_s 由 $(-v_f)$ 取代, 而在并联反馈电路中, i_s 由 $(-i_f)$ 取代。



以图 5-2-3(a) 所示电压串联反馈电路为例, 由 v 产生的电流 i

$$i = \frac{v - A_{vt} v_i'}{R_o} \quad v_i' = (-v_f) \frac{R_i}{R_s + R_i}, v_f = k_{fv} v,$$

经整理得反馈放大器的输出电阻 R_{of}

$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + k_{fv} A_{vt}} = \frac{R_o}{1 + T_{st}} = \frac{R_o}{F_{st}} \quad (5-2-7)$$

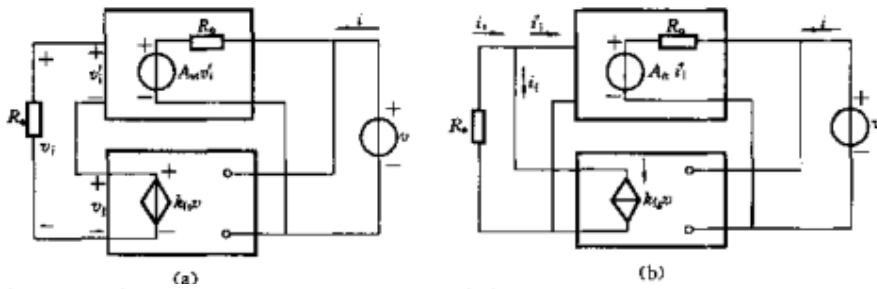
式中, $F_{st} = F_s (R_L \rightarrow \infty) = 1 + T_{st}$, $T_{st} = k_{fv} A_{vt}$, 其中

$$A_{vt} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_{vt} \quad (5-2-8)$$

是 $R_L \rightarrow \infty$ 时基本放大器的源电压增益。

对于图 5-2-3(b) 所示的电压并联负反馈放大器, 也可导出与式 (5-2-7) 相同的 R_{of} 表达式, 不同的是 $T_{st} = k_{if} A_{rt}$, 其中

$$A_{rt} = \frac{R_s}{R_s + R_i} A_{rt}$$



推导电压串联反馈(a)和电压并联反馈(b)放大器的 R_{of} 的电路模型

2. 电流负反馈

用同样方法画出推导输出电阻的电路模型,如图 5-2-4 所示。以图 5-2-4(a) 表示的电流串联负反馈放大器为例,由 v 产生的电流 i

$$i = \frac{v}{R_o} + A_{vs}v'_i$$

其中, $v'_i = -v_i \frac{R_i}{R_s + R_i}$, $v_i = k_{vf}i$ 。经整理得反馈放大器的输出电阻 R_{of}

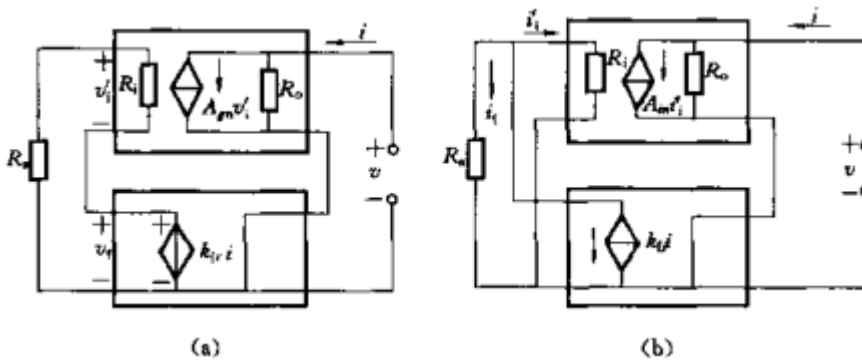
$$R_{of} = \frac{v}{i} = R_o(1 + k_{vf}A_{gsn}) = R_oF_{sn} \quad (5-2-10)$$

式中 $F_{sn} = 1 + k_{vf}A_{gsn}$, 其中, $A_{gsn} = \frac{K_i}{R_s + R_i} A_{gsn}$ 是 $R_L = 0$ 时基本放大器的源互导增益。

对于图 5-2-4(b)所示的电流并联负反馈放大器,也可导出与式(5-2-10)相同的 R_{of} 表达式,不同的是 $F_{sn} = 1 + k_{vf}A_{isn}$, 其中, 是 $R_L = 0$ 时基本放大器的源电流增益。

$$A_{isn} = \frac{R_s}{R_s + R_i} A_{in}$$

通过上述分析可见,采用电压反馈时,放大器的输出电阻减小到基本放大器的 $1/F_{st}$ 倍。 F_{st} 越大, R_{of} 降低得就越多,反馈放大器也就越接近于恒压输出,因此,当输入信号一定时,输出电压就越稳定。反之,采用电流反馈时, R_{of} 增大到 R_o 的 F_{sn} 倍, F_{sn} 越大, R_{of} 提高得就越多,反馈放大器也就越接近恒流输出。因此,当输入信号一定时,输出电流就越稳定。值得注意的是,这里的反馈深度是指负载开路或短路时的源反馈深度。



电子系统: 信号的提取→信号的(预)处理→信号的加工→信号的执行(功率放大, A/D 转换)

信号的运算和处理一章的重点:

1. 了解这一类电路引入反馈的方式; 2. 这一类电路需要用什么样的表现手法去描述他的功能, 比如有的需要一个算式, 有的需要用曲线, 还有的需要用多个参数; 3. 要达到这样一种描述的形式, 需要用什么样的方法去分析。

信号的处理: (1) 隔离 1. 要使得信号源的地和后面电路的地没有任何关系, 不希望他们都串在一起; 2. 减少入端的噪声对于出端的影响。(2) 滤波: 从杂乱无章的信号中提取出有用的信号。(3) 放大(4) 变换
针对信号采集来的不同以及需求选择一个或者两个处理方式。

信号的加工: (1) 运算(2) 转换(电压电流, 直流交流等等, 根据负载提出的要求)(3) 比较

信号的运算: 把采集来的信号(温度、压强等等)经过数学上的运算, 可以实现对于控制对象最优的控制。

第七章主要讲述的是信号处理中的滤波(难点)和信号加工中的运算。要注意两类电路的共同特点和不同的表述方法以及求解方法。

判断：单个集成运放工作在线性区的电路特征：引入电压负反馈(无源的反馈网络)=>判断是不是运算电路。

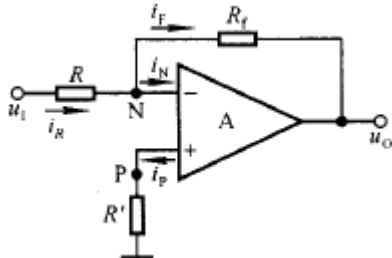
分析：虚短虚断。

运算电路：输出电压是输入电压运算的结果。=>描述方法：运算关系式 $u_o=f(u_i)$ 想得到稳定电压=>电压负反馈

学习运算电路的基本要求：1. 识别（看是否引入负反馈）2. 求解运算关系式（节点电流，叠加原理）

重点：从电子学的观点去理解一个电路。

一、反相比例运算电路

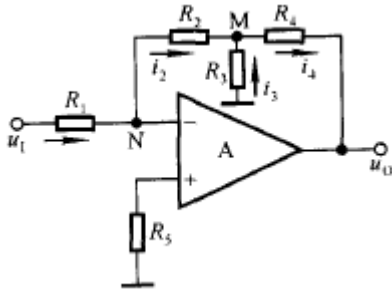


疑问：为什么同相输入端有一个电阻，如果没有会怎么样？ 运算电路要保证运算的精度。回顾通用型集成运放，特点是输入级为差分放大电路，而对于差分放大电路，一个特点是对称。加上 R' 是为了保证静态(u_i)接地的时候输入端的对称性。其值为输入端接地时反向输入端总的等效电阻，即各支路电阻的并联

因此 $R' = R // R_f$ 。 $u_N = u_P = 0$ 为“虚地”=>输入电阻为 R

式(7.1.4)表明，为了增大输入电阻，必须增大 R 。例如，在比例系数为 -50 的情况下，若要求 $R_i = 10 \text{ k}\Omega$ ，则 R 应取 $10 \text{ k}\Omega$ ， R_f 应取 $500 \text{ k}\Omega$ ；若要求 $R_i = 100 \text{ k}\Omega$ ，则 R 应取 $100 \text{ k}\Omega$ ， R_f 应取 $5 \text{ M}\Omega$ 。实际上，当电路中电阻取值过大时，一方面由于工艺的原因，电阻的稳定性差且噪声大；另一方面，当阻值与集成运放的输入电阻等数量级时，式(7.1.3)所示比例系数会发生较大变化，其值将不仅决定于反馈网络。使用阻值较小的电阻，达到数值较大的比例系数，并且具有较大的输入电阻，是实际应用的需要。

想法：反馈网络的电阻分成两部分，第一部分的电流还是输入电流，第二部分引出一个支路，使得流过的电流比输入电流大的多，从而使得不需要特别大的电阻就可以获得大的比例系数。



$$\frac{u_1}{R_1} = \frac{-u_M}{R_2} \quad u_M = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_1 \quad i_3 = -\frac{u_M}{R_3} = \frac{R_2}{R_1 R_3} \cdot u_1 \quad u_o = -i_2 R_2 - i_4 R_4 \quad u_o = -\frac{R_2 + R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_2 // R_4}{R_3} \right) u_1$$

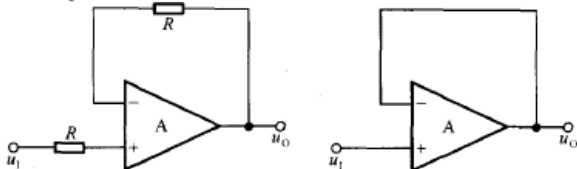
因为 R_3 的引入使反馈系数减小，所以为保证足够的反馈深度，应选用开环增益更大的集成运放。应当指出，虽然同相比例运算电路具有高输入电阻、低输出电阻的优点，

但因为集成运放有共模输入，所以为了提高运算精度，应当选用高共模抑制比的集成运放。从另一角度看，在对电路进行误差分析时，应特别注意共模信号的影响。

从上面的分析可以看出，运算关系的分析方法：节点电流法。

在同相比例运算电路中，若将输出电压的全部反馈到反相输入端，就构成

图 7 1 4 所示的电压跟随器。电路引入了电压串联负反馈，且反馈系数为 1。由于 $u_o = u_N = u_P$ ，故输出电压与输入电压的关系为 $u_o = u_i$

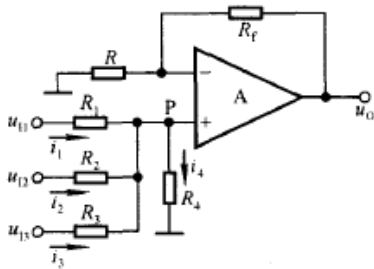


注意：存在共模输入，大小为 u_i 。

从反相求和运算电路的分析中可知，各信号源为运算电路提供的输入电流

各不相同，表明从不同的输入端看进去的等效电阻不同，即输入电阻不同。

反向比例求和电路的运算关系式的分析方法除了可以用节点电流法，也可以用叠加原理，每个信号单独作用的时候，其他看成短路，从而得到一个经典反向比例电路，叠加后获得总的作用效果，就是实际的运算关系式。



$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \left(\frac{R_2 // R_3 // R_4}{R_1 + R_2 // R_3 // R_4} u_{11} + \frac{R_1 // R_3 // R_4}{R_2 + R_1 // R_3 // R_4} u_{12} + \frac{R_1 // R_2 // R_4}{R_3 + R_1 // R_2 // R_4} u_{13} \right)$$

虽然式中每一项的物理意义非常明确，但计算过程繁琐。

所以我们尝试采用节点电流法：

$$\frac{u_{11} - u_P}{R_1} + \frac{u_{12} - u_P}{R_2} + \frac{u_{13} - u_P}{R_3} = \frac{u_P}{R_4} \quad \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) u_P = \frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \quad u_P = R_P \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right)$$

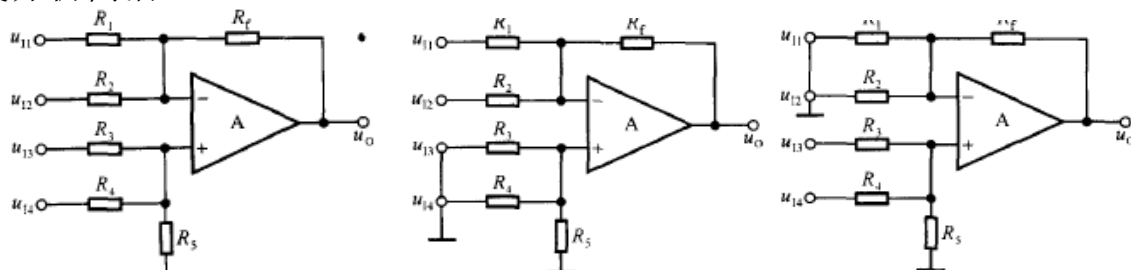
$$R_P = R_1 // R_2 // R_3 // R_4. \quad u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \cdot R_P \cdot \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right) = R_f \cdot \frac{R_P}{R_N} \cdot \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right)$$

式中 $R_N = R // R_f$ 。若 $R_N = R_P$ ，则 $u_o = R_f \left(\frac{u_{11}}{R_1} + \frac{u_{12}}{R_2} + \frac{u_{13}}{R_3} \right)$

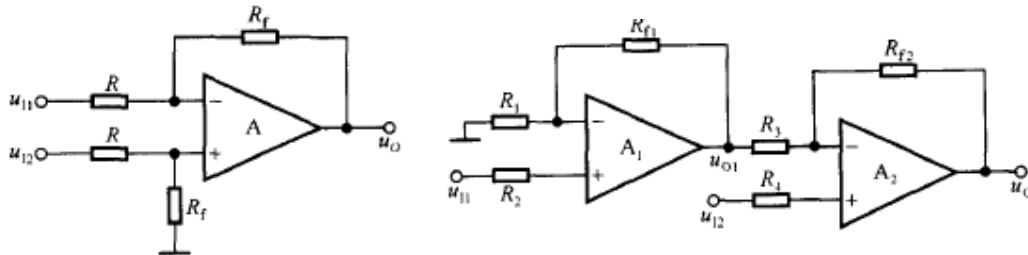
和前面的反向比例加法的运算关系式相比，只是相差一个负号，简洁明了。不过要注意，我们利用了 $R_N = R_P$ ，

思考：如果信号源支路的电阻并联后比反向端的等效电阻大，应该怎么办？

由以上分析可知：针对不同的运算电路采用不同的分析方法（节点电流，叠加原理），使分析简洁！！！！



对于比例加减电路，利用叠加原理分析得到同向和反向两个等效电路。



差分比例运算电路

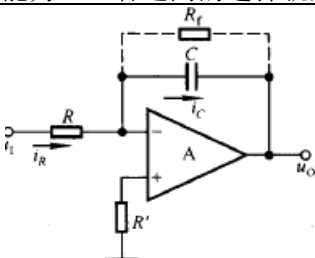
图 7.1.13 高输入电阻的差分比例运算电路

在使用单个集成运放构成加减运算电路时存在两个缺点，一是电阻的选取和调整不方便，二是对于每个信号源的输入电阻均较小。因此，必要时可采用两级电路。

$$u_o = -\frac{R_{f2}}{R_3} u_{o1} + \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_3}\right) u_{12} \quad \text{若 } R_1 = R_{f1}, R_3 = R_{f1}, \text{ 则 } u_o = \left(1 + \frac{R_{f2}}{R_3}\right) (u_{12} - u_{11})$$

从电路的组成可以看出，无论对于 u_{11} ，还是对于 u_{12} ，均可认为输入电阻为无穷大。

和单级电路相比，两级差分比例运算器的输入电流几乎为 0，而单级由于输入电阻有限，信号源需要有输出电流的能力。二者之间的选择就是要根据信号源的性质进行决定。



积分电路一般要在电容上并联一个大电阻(比如 MΩ 级),防止静态电路失调。在 $\omega < 1/(RC)$ 时,电路为比例运算电路, $\omega > 1/(RC)$ 时才是积分电路。

当输入为阶跃信号时,若 t_0 时刻电容上的电压为零,得到如图的输出。=>具有延时功能,通过控制时间常数或者输入电压就可以控制延迟时间。可以用作电子开关,电压达到额定值后开启,让信号通过。

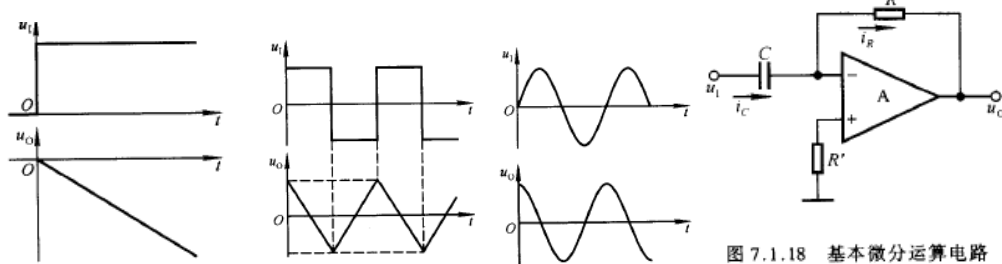


图 7.1.18 基本微分运算电路

方波: 占空比 50% 利用积分运算电路可以实现方波 - 三角波的波形变换和正 弦 - 余弦的移相功能, 可以通过控制积分时间常数控制积分速度, 方波可以变换成锯齿波。

对于一个晶体管,从饱和到截止需要一定时间。饱和的实质可以概括为“发射有余,收集不足”,发射结有能力产生载流子,而集电结没有能力全部收集,从而基区有载流子“堆积”。若想进入截止区需要释放多余的载流子,穿过放大区最终到达截止区,而从截止到饱和也同样需要时间。所以在数字电路中,传输门需要传输时间。

在图 7.1.18 所示电路中,无论是输入电压产生阶跃变化,还是脉冲式大幅值干扰,都会使得集成运放内部的放大管进入饱和或截止状态,以至于即使信号消失,管子还不能脱离原状态回到放大区,出现阻塞现象,电路不能正常工作;同时,由于反馈网络为滞后环节,它与集成运放内部的滞后环节相叠加,易于满足自激振荡的条件,从而使电路不稳定。需要外加激励或者提供低阻回路使其回到正常放大状态。

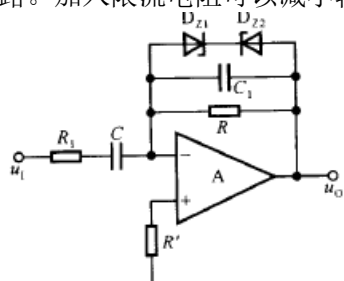
为了解决上述问题,可在输入端串联一个小阻值的电阻 R_1 ,以限制输入

电流,也就限制了 R 中电流;在反馈电阻 R 上并联稳压二极管,以限制输出电压幅值,保证集成运放中的放大管始终工作在放大区,不至于出现阻塞现象;在 R 上并联小容量电容 C_1 ,起相位补偿作用,提高电路的稳定性;如图

7.1.19 所示。该电路的输出电压与输入电压成近似微分关系。若输入电压为方

波,且 $RC \ll \frac{T}{2}$ (T 为方波的周期),则输出为尖顶波,如图 7.1.20 所示。

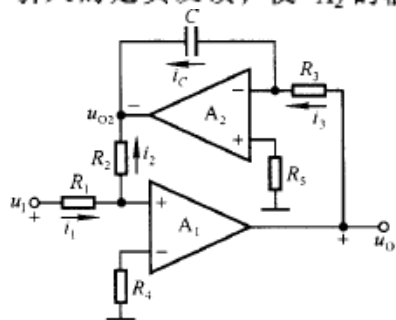
因为有阶跃信号作用于电容,所以产生大电流。而由于电容的电压不能突变,所以阶跃信号作用于后面的运放电路。加入限流电阻可以减小输入电流。又因为加入电阻会破坏 $i_R = i_C = C \frac{du_1}{dt}$,所以要串联小电阻减小影响。



疑问: 怎么从实用微分电路图看出他是微分电路,而不是其他,比如积分电路呢?

解: 要看各个元件的参数。用于积分运算的电容要比用来做米勒补偿的电容大很多,而且输入回路串联的限流电阻阻值很小。

3. 逆函数型微分运算电路若将积分运算电路作为反馈回路,则可得到微分运算电路,为了保证电路引入的是负反馈,使 A_2 的输出电压 u_{O2} 与输入电压 u_1 极性相反, u_1 应加在 A_1 的同相输入端一边。



$$\frac{u_1}{R_1} = -\frac{u_{O2}}{R_2} \quad u_{O2} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_1 \quad \text{根据积分运算电路的运算关系可知 } u_{O2} = -\frac{1}{R_3 C} \int u_0 dt \Rightarrow -\frac{R_2}{R_1} u_1 = -\frac{1}{R_3 C} \int u_0 dt$$

从而得到输出电压的表达式为 $u_0 = \frac{R_2 R_3 C}{R_1} \cdot \frac{du_1}{dt}$

利用积分运算电路来实现微分运算的方法具有普遍意义。例如，采用乘法运算电路作为集成运放的反馈通路，便可以实现除法运算；采用乘方运算电路作为集成运放的反馈通路，便可以实现开方运算；等等。与一般运算电路一样，利用逆运算的方法组成运算电路时，引入的必须是负反馈。

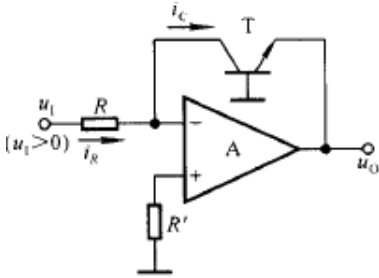
很重要!!!

对于基础微分电路易于发生自激振荡的原因：两种理解方式：

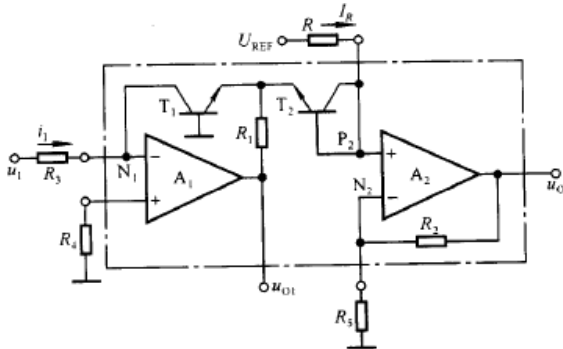
1. 基础微分电路的电压增益函数 $A_V = -SRC$ ，即 $v_o = \frac{1}{jRC\omega} v_i$ ，即对于任意频率，输出电压相对输入都有 -90° 相移。

2. 基础微分电路的电压增益函数 $A_V = -SRC$ ，即随着频率增加增益增加，而实际运放存在相移，从而自激振荡的幅度条件更容易满足，从而使得电路的工作不稳定。补偿后，电路的增益函数变成： $A_V = \frac{R/(1+SRC) - SRC}{R+1/SC (1+SRC_1)(1+SR_1C)}$ 使得电压增益函数增加两个极点，从而在高频段增益会下降，使得幅度条件不会满足，从而更稳定。

对于积分和微分电路，相移与输入信号的频率无关，但是输入信号的幅值和频率共同收到线性工作范围的限制。



对数运算电路，由于晶体管放大区有结电压限制，所以输出电压的幅值和符号有限制，而对于输入电压，同样有幅值和极性的限制，输入电压应使得输入电流满足特定方向和大小(受 I_{CM} 的限制)。



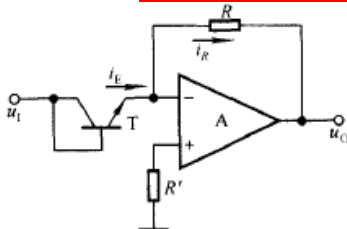
$$i_{C1} = i_1 = \frac{u_i}{R_3} \approx I_S e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} \quad u_{BE1} \approx U_T \ln \frac{u_i}{I_S R_3}$$

结点 P_2 的电流方程为 $i_{C2} = I_R \approx I_S e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}} \quad u_{BE2} \approx U_T \ln \frac{I_R}{I_S}$ P_2 点的电位

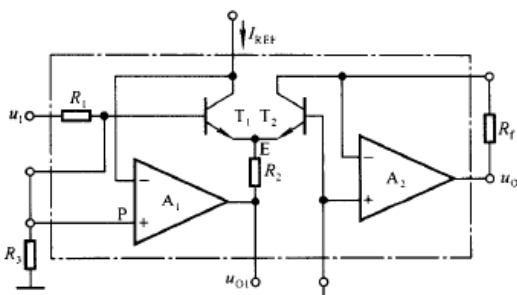
$$u_P = u_{BE2} - u_{BE1} \approx -U_T \ln \frac{u_i}{I_R R_3} \quad u_P = u_N, \text{ 因此输出电压 } u_o \approx -\left(1 + \frac{R_2}{R_5}\right) U_T \ln \frac{u_i}{I_R R_3}$$

若外接电阻 R_5 为热敏电阻，则可补偿 U_T 的温度特性。 R_5 应具有正温度系数，当环境温度升高时， R_5 阻值增大，使得放大倍数 $(1 + R_2/R_5)$ 减小，以补偿 U_T 的增大，使 u_o 在 u_i 不变时基本不变。

综上，利用电路内部结构消除和外加热敏元器件补偿的方法，使得输出的温度稳定性大大提高。

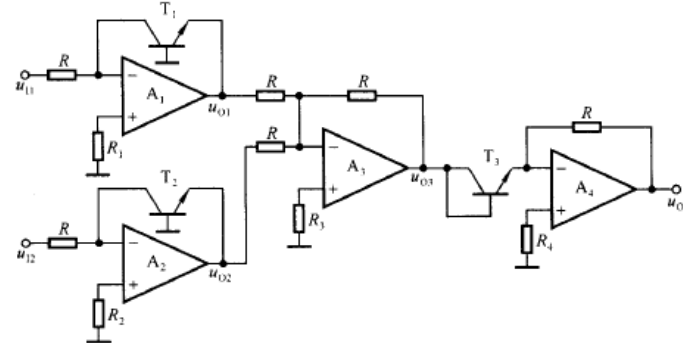
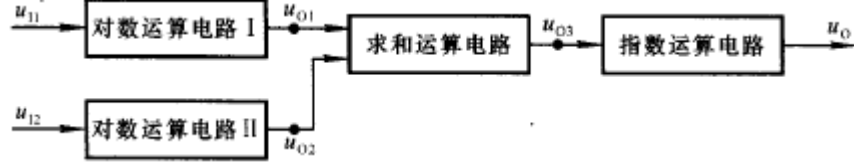


为使晶体管导通， u_i 应大于零，且只能在发射结导通电压范围内 在实际电路中，



在忽略 T_1 管基极电流的情况下, P 点的电位 $u_P \approx \frac{R_3}{R_1 + R_3} u_1$ T_1 管的集电极电流 $i_{C1} = I_{REF} \approx I_S e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}}$
 $u_E = u_P - u_{BE1} = -u_{BE2}$ $u_{BE2} = -u_P + u_{BE1}$ $u_O = i_{C2} R_f = I_S e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}} R_f = I_S e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} e^{-\frac{R_3}{R_1 + R_3} \frac{u_1}{U_T}} R_f$
 $u_O = I_{REF} e^{-\frac{R_3}{R_1 + R_3} \frac{u_1}{U_T}} R_f$

利用对数和指数运算电路实现的乘法运算电路和除法运算



$$u_{01} \approx -U_T \ln \frac{u_{11}}{I_S R} \quad u_{02} \approx -U_T \ln \frac{u_{12}}{I_S R}$$

为了满足指数运算电路输入电压的幅值要求, 求和运算电路的系数为 1, 故

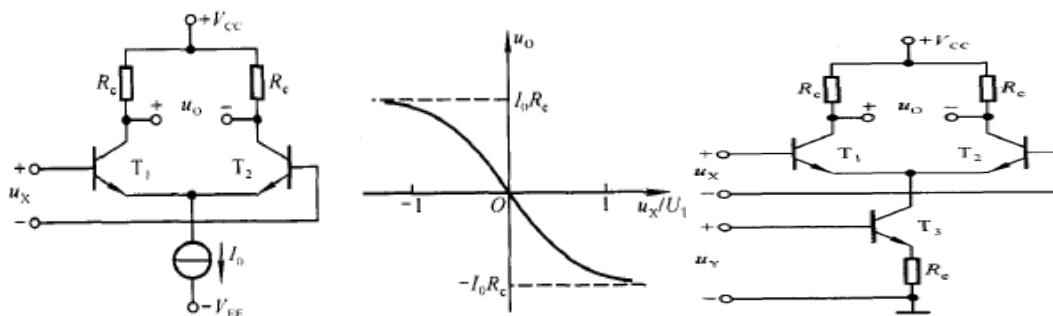
$$u_{03} = -(u_{01} + u_{02}) \approx U_T \ln \frac{u_{11} u_{12}}{(I_S R)^2} \quad u_0 \approx -I_S R e^{\frac{u_{03}}{U_T}} \approx -\frac{u_{11} u_{12}}{I_S R}$$

求和运算电路换为求差(差分)运算电路, 则可实现除法运算电路

变跨导型模拟乘法器利用输入电压控制差分放大电路差分管的发射极电流, 使之跨导作相应的变化从而达到与输入差模信号相乘的目的。 $u_X = u_{id} = u_{BE1} - u_{BE2}$ $g_m = \frac{I_{EQ}}{U_T} = \frac{I_0}{2U_T}$ $I_0 \approx i_{E1} + i_{E2}$

$$= I_S e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} + I_S e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}} = i_{E2} \left(1 + e^{\frac{u_{BE1} - u_{BE2}}{U_T}} \right) \quad i_{E2} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{u_X}{U_T}}} \quad i_{E1} = \frac{I_0}{1 + e^{-\frac{u_X}{U_T}}} \quad \text{因此, } i_{C1} - i_{C2} \approx i_{E1} - i_{E2} = I_0 \tanh \frac{u_X}{2U_T}$$

当 $u_X \ll 2U_T$ (约为 $2 \times 26 \text{ mV}$) 时, $i_{C1} - i_{C2} \approx I_0 \frac{u_X}{2U_T} = g_m u_X$ $u_0 = -(i_{C1} - i_{C2}) R_c \approx -I_0 \frac{u_X}{2U_T} \cdot R_c = -g_m R_c u_X$
 因而电路的差模电压传输特性如图 7.2.3 (b) 所示。

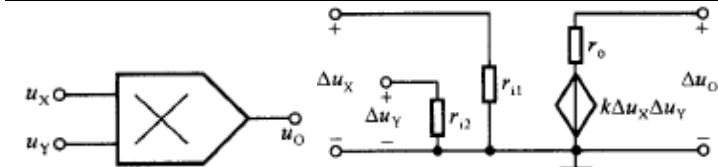


$$i_{C3} = I = \frac{u_Y - u_{BE3}}{R_e} \quad \text{带入上述分析的输出电压表达式可得: } u_0 = -\frac{u_Y - u_{BE3}}{R_e} \cdot \frac{u_X}{2U_T} \cdot R_c \quad \text{若 } u_Y \gg u_{BE3}, \text{ 则}$$

$$u_0 \approx -\frac{R_c}{2U_T R_e} \cdot u_X u_Y = k u_X u_Y \quad \text{式中 } u_X \text{ 可正可负, 但 } u_Y \text{ 必须大于零,}$$

缺点: 1. u_Y 的值越小, 运算误差越大 2. u_0 与 U_T 有关, 即 k 与温度有关; 3. 电路只能工作在两象限。

学习这个电路的目的: 了解构成思想, 希望对以后搭实际电路的时候有所启发。



理想模拟乘法器: 1. r_{11} 和 r_{12} 为无穷大; 2. r_0 为零; 3. k 值不随输入信号的幅值和频率而变化

按照允许输入信号的极性，模拟乘法器有单象限、两象限和四象限之分。

利用四象限模拟乘法器能够实现四象限平方运算电路。当 u_1 为正弦波且 $u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin \omega t$ 时， $u_0 = 2kU_1^2 \sin^2 \omega t = kU_1^2 (1 - \cos 2\omega t)$ 输出为输入的二倍频电压信号，为了得到纯交流电压，可在输出端加耦合电容，以隔离直流电压。=>实现对于正弦波的二倍频变换

如果已经得到了对数运算电路和指数运算电路，经过组合可以得到乘法和除法电路，但是缺点是运放比较多，电路组成比较麻烦。而变跨导型乘法器实际上是利用电流量转化为电压量，把电流之间的乘除关系转化为电压之间的运算关系。

利用反函数型运算电路的基本原理，将模拟乘法器放在集成运放的反馈通路中，便可构成除法运算电路，如图 7.2.10 所示。与只用集成运放组成的运算电路一样，在用模拟乘法器和集成运放共同构成运算电路时，也必须引入负反馈，据此可确定二者的连接方法。

对于图 7.2.10 所示电路，必须保证 $i_1 = i_2$ ，电路引入的才是负反馈。即当 $u_{11} > 0$ V 时， $u'_0 < 0$ V；而 $u_{11} < 0$ V 时， $u'_0 > 0$ V。由于 u_0 与 u_{11} 反相，故要求 u'_0 与 u_0 同符号。因此，当模拟乘法器的 k 小于零时， u_{12} 应小于零；而 k 大于零时， u_{12} 应大于零；即 u_{12} 与 k 同符号。同理，若模拟乘法器的输出端通过电阻接集成运放的同相输入端，则为保证电路引入的是负

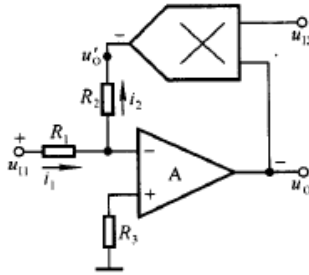


图 7.2.10 除法运算电路

反馈， u_{12} 与 k 的符号应当相反。

$$\frac{u_{11}}{R_1} = -\frac{u'_0}{R_2} = -\frac{ku_{12}u_0}{R_2}$$

设集成运放为理想运放，则 $u_N = u_P = 0$ ，为虚地， $i_1 = i_2$ ，即

$$u_0 = -\frac{R_2}{kR_1} \cdot \frac{u_{11}}{u_{12}}$$

整理上式，得出输出电压 $u_0 = -\frac{R_2}{kR_1} \cdot \frac{u_{11}}{u_{12}}$

由于 u_{12} 的极性受 k 的限制，故图 7.2.10 所示电路为两象限除法运算电路。对于一个确定的除法运算电路，模拟乘法器 k 的极性是唯一的，故 u_{12} 的极性是唯一的，其运算关系式也是唯一的；换言之，若 k 或 u_{12} 的极性变化，则电路的接法应遵循引入负反馈的原则产生相应的变化。

在识别运算电路时候的重点，一定是负反馈。对于反馈网络存在有源元件，要利用瞬时极性法，判断反馈量叠加时的极性，从而判断出输入量以及相关参数的符号要求!!!

利用乘方运算电路作为集成运放的负反馈通路，就可构成开方运算电路。若电路引入的是负反馈，

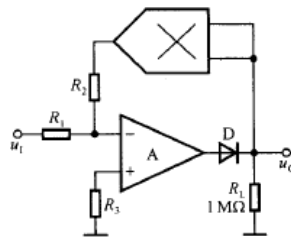
$$\text{则 } u_N = u_P = 0, \text{ 为虚地, } i_1 = i_2, \text{ 即 } \frac{-u_1}{R_1} = \frac{u'_0}{R_2} \quad u'_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_1 = ku_0^2 \quad |u_0| = \sqrt{-\frac{R_2 u_1}{kR_1}}$$

为了使根号下为正数， u_1 与 k 必须符号相反。因此，由于 u_0 与 u_1 极性相反， $u_1 > 0$ 、 $k < 0$ 时

$$u_0 = -\sqrt{-\frac{R_2 u_1}{kR_1}} \quad u_1 < 0, k > 0 \text{ 时 } u_0 = \sqrt{-\frac{R_2 u_1}{kR_1}}$$

在图 7.2.11 中，若 $u_1 < 0$ 、 $k > 0$ ，则图中所标注的电流方向是在上述条件下

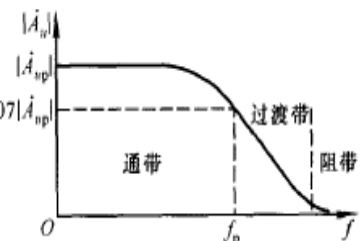
电阻中电流的实际方向。如果因某种原因使 u_1 大于零，则必然导致 u'_0 大于零，从而使反馈极性变正，最终使集成运放电路内部的晶体管工作到截止区或饱和区，输出电压接近电源电压，以至于即使 u_1 变得小于零，集成运放也不能回到线性区，电路不能恢复正常工作，运放出现闭锁或称锁定现象。为了防止闭锁现象的出现，实用电路中常在输出回路串联一个二极管，如图



在一部分电路中，二极管、三极管、场效应管当做电子开关使用。（在近似分析时候认为，导通时候开关闭合，截止时候开关断开）。

对于滤波电路的分析：要用幅频特性曲线描述。

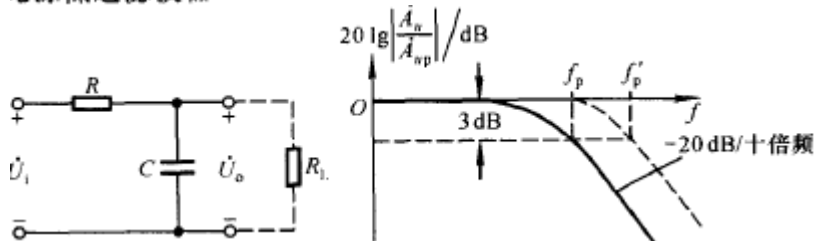
实际上，任何滤波器均不可能具备图 7.3.1 所示的幅频特性，在通带和阻带之间存在着过渡带。称通带中输出电压与输入电压之比 \dot{A}_{up} 为通带放大倍数。图 7.3.2 所示为低通滤波器的实际幅频特性， \dot{A}_{up} 是频率等于零时输出电压与输入电压之比，使 $|\dot{A}_u| \approx 0.707 |\dot{A}_{up}|$ 的频率为通带截止频率 f_p ，从 f_p 到 $|\dot{A}_u|$ 接近零的频段称为过渡带，使 $|\dot{A}_u|$ 趋近于零的频段称为阻带。过渡带愈窄，电路的选择性愈好，滤波特性愈理想。



低通：可以用于直流电源整流后的滤波，以便得到平滑的电压；**高通：**可以用于交流放大电路的耦合，只放大频率高于 f 的信号；**带通：**用于通信电路，如收音机调频；**带阻：**用于对已知频率信号的抗干扰。

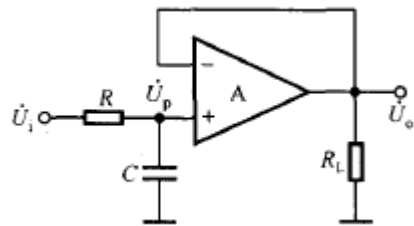
全通滤波器是实现把输入信号的不同频率转化为与之对应的相位。

无源低通滤波器



式(7.3.4)表明，带负载后，通带放大倍数的数值减小，通带截止频率升高。可见，无源滤波电路的通带放大倍数及其截止频率都随负载而变化，这一缺点常常不符合信号处理的要求，因而产生有源滤波电路。

所以，我们想找到一个电路，使得前面滤波部分总是看起来像空载，也就是输入电阻无穷大。同时，电路要满足接入负载对于输入电阻没有影响，也就是输出电阻为 0。=>引入电压串联负反馈的运放（电压跟随器）。



集成运放一般是通用型的，不能输出大电压或者大电流，不适用于高电压大电流负载，一般用于信号处理。无源滤波电路一般用于直流电源整流后的滤波，因为一般负载电流会有一个比较大的变化范围。

求解滤波器放大系数表达式的步骤：1. 通带增益（趋于 0 或无穷或某一范围）2. 截止频率（看 RC 回路）一阶滤波器的过渡带比较宽，所以为了使得过渡带变窄，我们采用二阶电路。

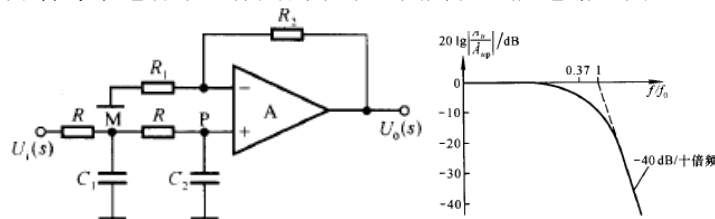
一阶电路的过渡带较宽，幅频特性的最大衰减斜率仅为 -20 dB/十倍频 ；增加 RC 环节可加大衰减斜率

当 $C_1 = C_2 = C$ 时， $A_u(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + 3sRC + (sRC)^2}$ 用 $j\omega$ 取代 s ，且令 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ，得出电压放大倍数表达式为

$$A_u = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j3\frac{f}{f_0}}$$

令式(7.3.10)分母的模等于 $\sqrt{2}$ ，可解出通带截止频率 $f_p \approx 0.37f_0$

研究二阶电路的时候只能通过列写节点电流方程，而不能像研究多级放大电路低频特性或者高频特性的时候，分开看每个电容单独作用的效果。因为在二阶电路里面，这些电容在一个回路里，互相影响。



幅频特性如图 7.3.8 所示。虽然衰减斜率达 -40 dB/十倍频 ，但是 f_p 远离 f_0 。若使 $f = f_0$ 附近的电压放大倍数数值增大，则可使 f_p 接近 f_0 ，滤波特性趋于理想。从反馈一章所学知识可知，引入正反馈，可以增大放大倍数。

3. 压控电压源二阶低通滤波电路

将图 7.3.7 所示电路中 C_1 的接地端改接到集成运放的输出端，便可得到压控电压源二阶低通滤波电路，如图 7.3.9 所示。电路中既引入了负反馈，又引入了正反馈。当信号频率趋于零时，由于 C_1 的电抗趋于无穷大，因而正反馈很弱；当信号频率趋于无穷大时，由于 C_2 的电抗趋于零，因而 $U_p(s)$ 趋于零。可以想象，只要正反馈引入得当，就既可能在 $f = f_0$ 时使电压放大倍数数值增大，又不会因正反馈过强而产生自激振荡。因为同相输入端电位控制由集成运放和 R_1 、 R_2 组成的电压源，故称之为压控电压源滤波电路。

设 $C_1 = C_2 = C$ 。M 点的电流方程为

$$\frac{U_i(s) - U_M(s)}{R} = \frac{U_M(s) - U_o(s)}{\frac{1}{sC}} + \frac{U_M(s) - U_P(s)}{R}$$

$$\frac{U_M(s) - U_P(s)}{R} = \frac{U_P(s)}{\frac{1}{sC}}$$

P点的电流方程为 $\frac{1}{sC}$ 联立，解出传递函数

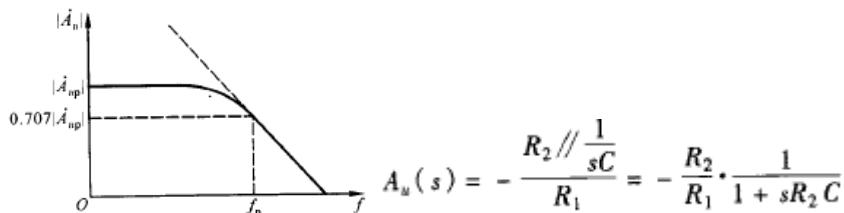
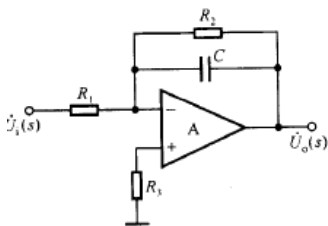
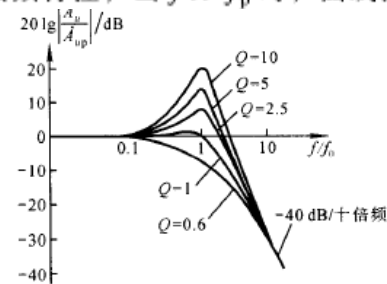
$$A_u(s) = \frac{A_{up}(s)}{1 + [3 - A_{up}(s)]sRC + (sRC)^2} \quad \dot{A}_u = \frac{A_{up}}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j(3 - A_{up})\frac{f}{f_0}}$$

若令 $Q = \left| \frac{1}{3 - A_{up}} \right|$ ，则 $f = f_0$ 时，有 $|\dot{A}_u|_{f=f_0} = \frac{|A_{up}|}{|3 - A_{up}|} = Q |A_{up}|$ ，即 $Q = \frac{|\dot{A}_u|_{f=f_0}}{|A_{up}|}$

可见， Q 是 $f = f_0$ 时的电压放大倍数与通带放大倍数数值之比。

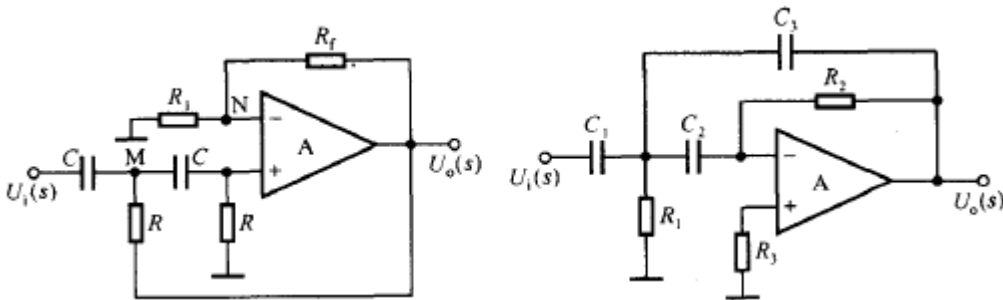
当 $2 < |A_{up}| < 3$ 时， $|\dot{A}_u|_{f=f_0} > |A_{up}|$ 。图 7.3.10 所示为 Q 值不同时的

幅频特性，当 $f \gg f_0$ 时，曲线按 $-40 \text{ dB}/十倍频$ 下降。



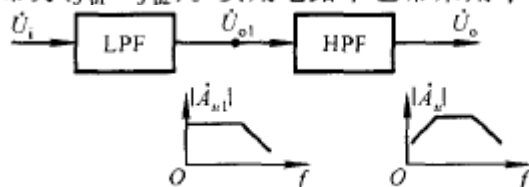
注意：在搭建滤波器的时候，要设置电阻构成的反馈网络来确定通带放大倍数。

由于高通和低通具有对偶性，把低通滤波器的电阻和电容互换就可以得到同样类型的高通滤波器。

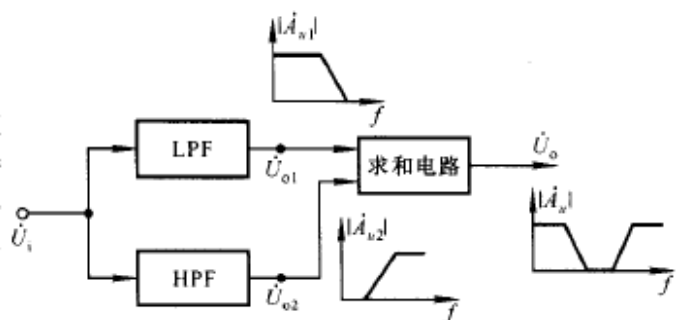


将低通滤波器和高通滤波器串联，如图 7.3.17 所示，就可得到带通滤波器。设前者的截止频率为 f_{p1} ，后者的截止频率为 f_{p2} ， f_{p2} 应小于 f_{p1} ，则通频

带为 $(f_{p1} - f_{p2})$ 。实用电路中也常采用单个集成运放构成压控电压源二阶带通滤波电路，



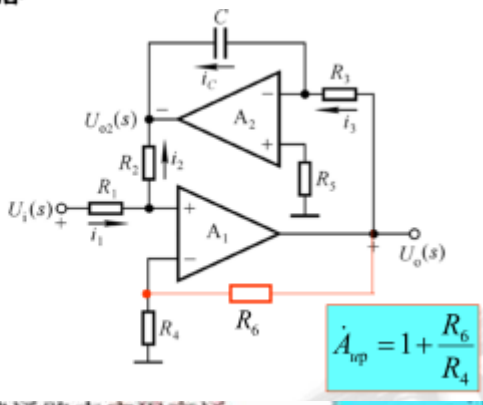
将输入电压同时作用于低通滤波器和高通滤波器，再将两个电路的输出电压求和，就可以得到带阻滤波器，如图 7.3.20 所示。其中低通滤波器的截止频率 f_{p1} 应小于高通滤波器的截止频率 f_{p2} ，因此，电路的阻带为 $(f_{p2} - f_{p1})$ 。



状态变量型滤波器

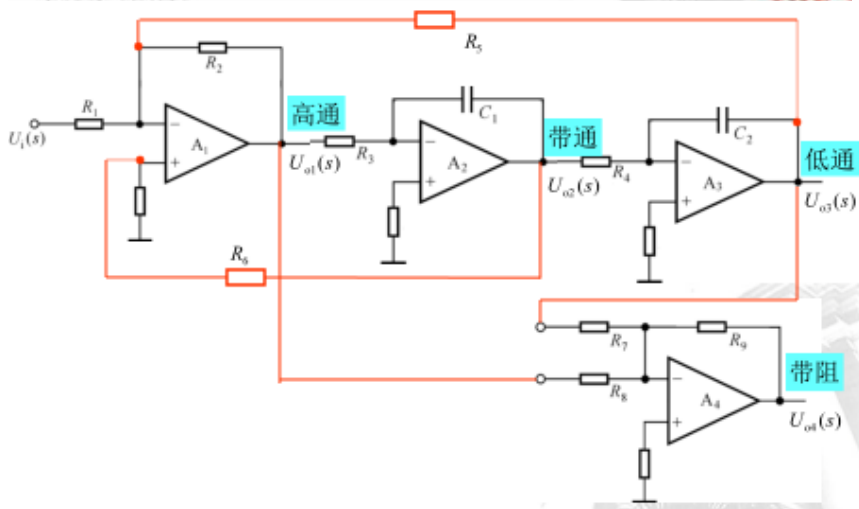
要点:

- 将比例、积分、求和等基本运算电路组合成自由设置传递函数、实现各种滤波功能的电路,称为状态变量型滤波器。
- 通带放大倍数决定于负反馈网络。
- 利用“逆运算”方法。



将低通环节加在负反馈通路来实现高通。

$f \rightarrow \infty$ 时 C 相当于短路, A_2 输出电压 $\rightarrow 0$, 电路开环, A_1 输出电压 $\rightarrow \pm U_{OM}$, 工作到非线性区; 需引入负反馈决定通带放大倍数。



有一定的局限性, 不过其中蕴含的思想是需要体会的。

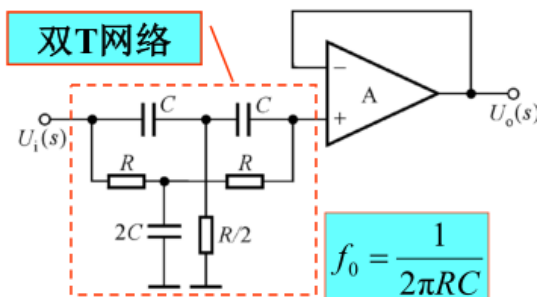
运算电路和滤波电路的比较:

相同点: 二者都是在运放上引入深度负反馈, 工作在线性区; 由于运放引入深度负反馈具有虚短虚断的特点, 所以都可以利用节点电流法进行求解分析。

不同点: 运算电路分析的是输出电压和输入电压的数值关系, 是指在信号频率不变的情况下的关系, 而滤波电路则是研究输入信号频率从0变化到无穷大的过程中, 输出信号的幅值的变化(全通滤波器研究相频特性)。从描述方法上看, 运算电路运用运算关系式, 而滤波电路运用频率特性曲线。

关于电路图的辨析: 看元器件的功能(一般可以从大小上入手)

判断滤波器的种类: 让频率趋近于0, 无穷, 看什么时候放大倍数最大。



首先频率趋于0, 趋于无穷, 判断得到放大倍数相同, \Rightarrow 带阻。前面的双T网络需要进行星型 \rightarrow 三角形变换。

利用反函数原理, 可以构造对偶形式的运算电路或者滤波电路, 不过要注意, 如果通带放大倍数不合适(∞), 需要加上一个纯电阻的网络限制通带放大倍数。

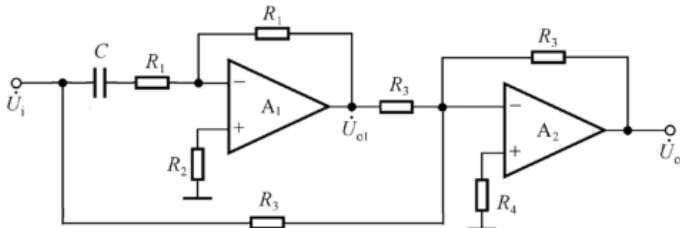
信号的转换:

信号的发送: 调幅(载波的幅值和信号产生关系), 调频(信号的大小和频率的范围产生对应关系), 调相(幅值和相位产生一定关系)

信号的接收: 解调(还原信号)

信号对负载的驱动: 电流和电压之间可能需要转换(看负载的需求)

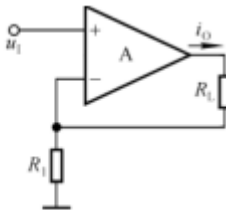
信号的预处理：AC-DC（整流，检波，滤波） DC-AC（斩波）
 信号的接口电路：A-D D-A



方法：逐级分析。第一级，高通。第二级：反向求和运算电路。=>低通滤波器

u-i 转换电路

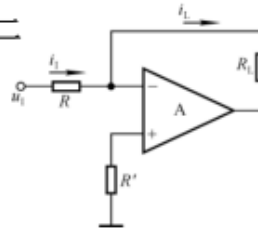
电路一



引入了电流串联负反馈

$$i_o = \frac{u_i}{R}, R_i = \infty$$

电路二



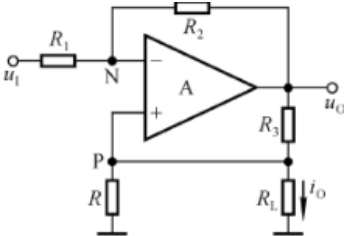
引入了电流并联负反馈

$$i_L = -\frac{u_i}{R}, R_i = R$$

若信号源不能输出电流，则选电路一；若信号源能够输出一定的电流，则可选电路二。

疑问：既然电路一的输入电阻为 ∞ ，那么从信号源索取电流几乎为0，为什么还要用电路二呢？

解：对于电路一，集成运放会有共模输入，如果共模抑制比不是 ∞ ，会对转换精度有影响。（如果负载需要接地，两个电路都不可取）



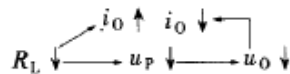
$$i_{R1} = i_{R2}, i_{R3} = i_R + i_o$$

$$\frac{u_i - u_P}{R_1} = \frac{u_P - u_O}{R_2}, \frac{u_O - u_P}{R_3} = \frac{u_P}{R} + i_o$$

$$\text{若 } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R}, \text{ 则 } i_o = -\frac{u_i}{R}$$

电路中既引入负反馈，又引入正反馈。如果引入正反馈，则要求反馈是合适的（让负反馈占主导作用，即运放仍然要工作在线性区，而引入正反馈的目的和负反馈要一致）

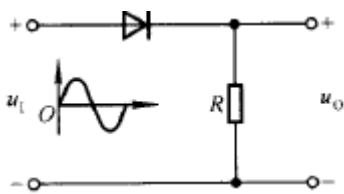
若负载电阻 R_L 减小，因电路内阻的存在，则一方面 i_o 将增大，另一方面 u_P 将下降，从而导致 u_O 下降， i_o 将随之减小，其过程简述如下：



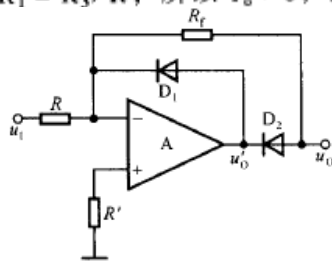
当满足 $R_2/R_1 = R_3/R$ 时，因 R_L 减小引起的 i_o 的增大等于因正反馈作用引起的 i_o 的减小，即正好抵消，因而在电路参数确定后， i_o 仅受控于 u_i 。 i_o 不受负载电阻的影响，说明电路的输出电阻为无穷大。

为了求解电路的输出电阻，可令 $u_i = 0$ ，且断开 R_L ，在 R_L 处加交流电压 U'_o ，由此产生电流 I_o ，则 U'_o/I_o 即为输出电阻。此时运放同相输入端电位 $U_P = U'_o$ 。

对于理想运放，输出端电位 $U_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U'_o$ 因而输出电流 $I_o = \frac{U_o - U'_o}{R_3} - \frac{U'_o}{R}$
 $I_o = \frac{R_2}{R_1 R_3} \cdot U'_o - \frac{U'_o}{R} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{U'_o}{R_3} - \frac{R_3}{R} \cdot \frac{U'_o}{R_3}$ 因为 $R_2/R_1 = R_3/R$ ，所以 $I_o = 0$ ，因此 $R_o = \frac{U'_o}{I_o} = \infty$



不能对小信号整流。

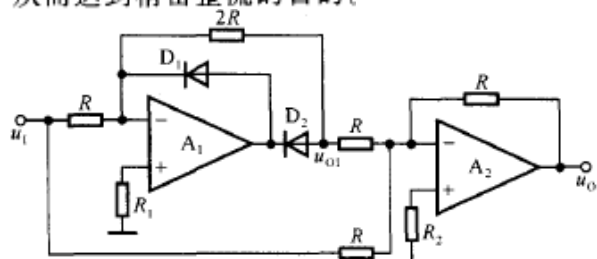


半波精密整流电路

当 $u_i > 0$ 时，必然使集成运放的输出 $u'_o < 0$ ，从而导致二极管 D_2 导通， D_1 截止， $u_o = -\frac{R_f}{R} \cdot u_i$
 当 $u_i < 0$ 时，必然使集成运放的输出 $u'_o > 0$ ，从而导致二极管 D_1 导通， D_2 截止， R_f 中电流为零， $u_o = 0$ 。
 如果设二极管的导通电压为 0.7 V，集成运放的开环差模放大倍数为 50 万倍，那么为使二极管 D_1 导通

$$u_P - u_N = \left(\frac{0.7}{5 \times 10^5} \right) \text{V} = 0.14 \times 10^{-5} \text{V} = 1.4 \mu\text{V}$$

同理可估算出为使 D_2 导通集成运放所需的净输入电压。可见，只要输入电压 u_1 使集成运放的净输入电压产生非常微小的变化，就可以改变 D_1 和 D_2 工作状态，从而达到精密整流的目的。



精密全波整流电路（绝对值运算电路）

重点：一类电路的分析思路：如果电路中有电子开关（二极管，三极管，场效应管），要讨论电子开关的状态，确定电路的工作特点。

运放非理想带来的误差分析：

在上述各电路运算关系的分析中，均认为集成运放为理想运放。而实际

上，当利用运放构成运算电路时，由于开环差模增益 A_{od} 、差模输入电阻 r_{id} 和共模抑制比 K_{CMR} 为有限值，且输入失调电压 U_{I0} 、失调电流 I_{I0} 以及它们的温漂 $\frac{dU_{I0}}{dT}$ 、 $\frac{dI_{I0}}{dT}$ 均不为零，必然造成误差。对于任何运算电路，若元器件参数理想情况下输出电压为 u'_0 ，电路的实

际输出电压为 u_0 ，则输出电压的绝对误差 $\Delta u_0 = |u_0| - |u'_0|$ ，而相对误差为 $\delta = \frac{\Delta u_0}{u'_0} \times 100\%$

一、 A_{od} 和 r_{id} 为有限值时，对反相比例运算电路运算误差的影响

考虑 A_{od} 和 r_{id} 为有限值时，反相比例运算电路的等效电路如图 7.1.31 所示。由于 $r_{id} \gg R'$ ，可以认为

$$u_N \approx -u_{Id} = -\frac{u_0}{A_{od}} \quad \text{结点 N 的电流方程为 } i_R = i_F + i_1, \text{ 即 } \frac{u_1 - u_N}{R} = \frac{u_N - u_0}{R_f} + \frac{u_N}{r_{id} + R'}$$

$$\text{令 } R_N = R // R_f // (r_{id} + R') \quad u_0 \approx -\frac{R_f}{R} \cdot \frac{A_{od} R_N}{R_f + A_{od} R_N} \cdot u_1 \quad \text{理想运放时的输出电压 } u'_0 = -\frac{R_f}{R} \cdot u_1$$

$$\delta \approx -\frac{K_f}{R_f + A_{od} R_N} \times 100\%$$

二、 A_{od} 和 K_{CMR} 为有限值时，对同相比例运算电路运算误差的影响

由于 r_{id} 为无穷大， $i_1 = 0$ ，故 R' 上电压为零， $u_P = u_1$ 。输出电压是差模信号和共模信号作用的结果

$$u_{Id} = u_P - u_N \quad u_{Ic} = \frac{u_P + u_N}{2} \quad u_0 = A_{od}(u_P - u_N) + A_c \cdot \frac{u_P + u_N}{2} \quad \text{因为 } u_P = u_1, \quad u_N = \frac{R}{R + R_f} \cdot u_0 = F u_0,$$

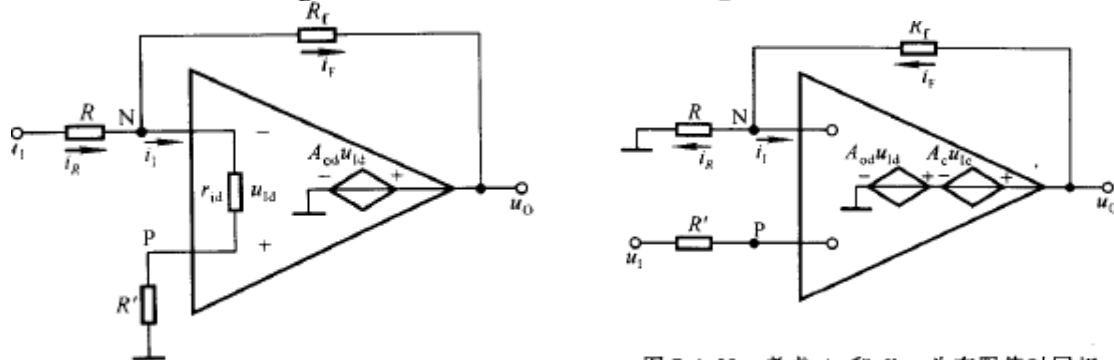


图 7.1.32 考虑 A_{od} 和 K_{CMR} 为有限值时同相比例运算电路的等效电路

31 A_{od} 和 r_{id} 为有限值时反相比例运算电路的等效电路

比例运算电路的等效电路

$$A_c = \frac{A_{od}}{K_{CMR}}, \text{ 所以 } u_0 = A_{od} u_1 - A_{od} F u_0 + \frac{A_{od}}{K_{CMR}} \cdot \frac{u_1}{2} + \frac{A_{od}}{K_{CMR}} \cdot \frac{F u_0}{2} \quad \text{整理可得} \quad u_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R} \right) \cdot \frac{1 + \frac{1}{K_{CMR}}}{1 + \frac{1}{A_{od} F}} \cdot u_1 \quad \text{理想运放}$$

$$u'_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R} \right) u_1 \quad \delta = \left(\frac{1 + \frac{1}{K_{CMR}}}{1 + \frac{1}{A_{od} F}} - 1 \right) \times 100\%$$

三、失调电压 U_{I0} 、失调电流 I_{I0} 及其温漂 $\frac{dU_{I0}}{dT}$ 、 $\frac{dI_{I0}}{dT}$ 对比例运算电路运算误差的影响

考虑 U_{I0} 和 I_{I0} 的影响，比例运算电路的等效电路如图 7.1.33 所示。图中 $I_{B1} = I_{IB} + \frac{1}{2} \cdot I_{I0}$

$I_{B2} = I_{IB} - \frac{1}{2} \cdot I_{I0}$ ，差模输入电压为零。因电路的两个输入端接地，故仅由失调因素产生输出电压 u_0

同相输入端电位 $u_P = -\left(I_{IB} - \frac{1}{2} I_{I0} \right) R'$ 反相输入端电位 $u_N = U_{I0} - \left(I_{IB} - \frac{1}{2} I_{I0} \right) R'$ N 点的电流方程

$$\frac{u_N}{R} + I_{IB} + \frac{1}{2} I_{I0} = \frac{u_0 - u_N}{R_f} \quad \text{整理得出 } u_N = \frac{R_N}{R_f} u_0 - \left(I_{IB} + \frac{1}{2} I_{I0} \right) R_N \quad R_N = R // R_f$$

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \left[U_{I0} + I_{IB}(R_N - R') + \frac{1}{2} I_{IO}(R_N + R') \right] \text{ 当外接电阻 } R // R_f = R' \text{ 时 } u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) (U_{I0} + I_{IO} R')$$

当 $R_N = R'$ 且只考虑失调温漂所产生的输出电压的变化时, 有 $\Delta u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) (\Delta U_{I0} + \Delta I_{IO} R')$

$$\Delta U_{I0} = \frac{dU_{I0}}{dT} \cdot \Delta T_{\max} \quad \Delta I_{IO} = \frac{dI_{IO}}{dT} \cdot \Delta T_{\max} \text{ 式中 } \Delta T_{\max} \text{ 为温度变化的最大范围理想运放条件下 } u'_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) u_1$$

$$|\delta| = \left| \frac{\Delta u_o}{u_o} \right| = \left| \frac{\Delta U_{I0} + \Delta I_{IO} R'}{u_1} \right| \times 100\% \text{ 理想运放条件下反比例运算电路的输出电压 } u'_o = -\frac{R_f}{R} \cdot u_1$$

$$|\delta| = \left| \frac{\Delta u_o}{u_o} \right| = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \left| \frac{\Delta U_{I0} + \Delta I_{IO} R'}{u_1} \right| \times 100\% \text{ 在集成运放同相输入端和反相输入端外接总$$

电阻相同的情况下, 失调温漂愈小, 输入电压幅值愈大, 相对误差的数值愈小。

四、失调温漂的积分运算电路运算误差的影响

考虑 U_{I0} 和 I_{IO} 的影响, 积分运算电路的等效电路如图 7.1.34 所示。当输入电压为零时输出电压仅决定于失调因素 因为 $u_p = 0 \text{ V}$, 集成运放差模输入电阻为无穷大, 电流源 I_{IO} 上的电压可忽略不计,

$$\text{所以 } u_N = U_{I0} \text{。 N 点的电流方程为 } \frac{U_{I0}}{R} + I_{IO} = i_C \text{ 输出电压 } u_o = -\frac{1}{C} \int \left(\frac{U_{I0}}{R} + I_{IO} \right) dt$$

$$\text{若仅考虑失调温漂, 则输出电压的变化量 } \Delta u_o = -\frac{1}{C} \int \left(\frac{\Delta U_{I0}}{R} + \Delta I_{IO} \right) dt \text{ 理想运放情况下 } u'_o = -\frac{1}{C} \int \frac{u_1}{R} dt$$

$$\text{所以因失调温漂所引起的相对误差的数值为 } |\delta| = \left| \frac{\Delta u_o}{u_o} \right| = \left| \frac{\Delta U_{I0} + \Delta I_{IO} R'}{u_1} \right| \times 100\%$$

可见, 失调温漂愈大, R 愈大, u_1 愈小, 相对误差愈大

应当指出, 运算电路的运算误差不仅来源于集成运放非理想的指标参数,

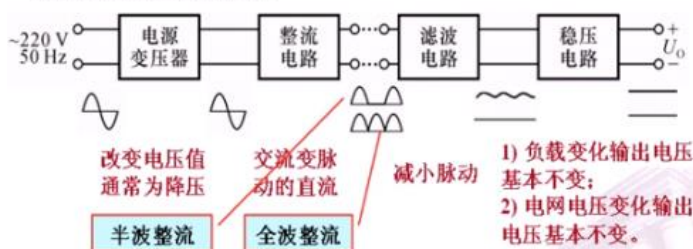
还取决于其它元器件的精度及电源电压的稳定性等。因此, 为了提高运算精度,

除了应选择高质量的集成运放外, 还应合理选择其它元器件, 提高电源电压

的稳定性, 减小环境温度的变化, 抑制干扰和噪声, 精心设计电路板等。

滤波后仍需要稳压的原因: 1. 电网电压是允许在一定范围内变化的 2. 滤波电路是由无源元件组成的 (有源元件一般用来做信号处理中的小信号滤波, 而对于电源这种需要大电压和大电流的情况, 运放一般提供不了这么高的功率) 而无源元件的滤波特性是会受到负载变化的影响的 所以考虑到以上两种变化因素会导致输出电压的不稳定, 需要采用稳压环节。

直流电源是能量转换电路, 将 220V (或 380V) 50Hz 的交流电转换为直流电。



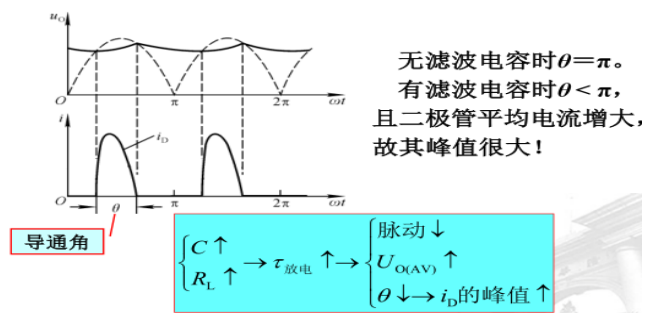
在分析电源电路时要特别考虑的两个问题: 允许电网电压波动 $\pm 10\%$, 且负载有一定的变化范围。

对整流电路要研究清楚以下问题: 1. 电路的工作原理: 二极管工作状态、波形分析 2. 输出电压和输出电流的平均值: 输出为脉动的直流电压 3. 整流二极管的选择: 二极管承受的最大整流平均电流和最高反向工作电压

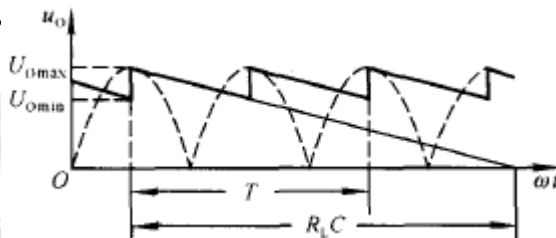
为分析问题简单起见, 设二极管为理想二极管 (近似的理由: 整流电路中, 电源电压远大于管的导通压降, 而电流远大于二极管的反向电流, 所以认为正向导通压降为 0, 反向内阻无穷大)

桥式整流电路的构成思路: 变压器从 A, B 点输出电压, 正负半周 A, B 分别都有电流的流入和流出, 所以要分别接二极管的阳极和阴极。而电阻上的电流方向不变, 所以一端接两个管子的阳极公共端, 一端接阴极公共端。

2) 二极管的导通角



θ 小到一定程度, 难于选择二极管!



滤波电路输出电压波形难于用解析式来描述，近似估算时，可将图 10.3.1 (c) 所示波形近似为锯齿波，如图 10.3.3 所示。图中 T 为电网电压的周期。设整流电路内阻较小而 $R_L C$ 较大，电容每次充电均可达到 u_2 的峰值(即 $U_{Omax} = \sqrt{2}U_2$)，然后按 $R_L C$ 放电的起始斜率直线下降，经 $R_L C$ 交于横轴，且在 $T/2$ 处的数值为最小值 U_{Omin} ，则输出电压平均值为

$$U_{O(AV)} = \frac{U_{Omax} + U_{Omin}}{2}$$

同时按相似三角形关系可得 $\frac{U_{Omax} - U_{Omin}}{U_{Omax}} = \frac{T/2}{R_L C} \Rightarrow U_{O(AV)} = \frac{U_{Omax} + U_{Omin}}{2} = U_{Omax} - \frac{U_{Omax} - U_{Omin}}{2} = U_{Omax} \left(1 - \frac{T}{4R_L C}\right)$

当负载开路，即 $R_L = \infty$ 时， $U_{O(AV)} = \sqrt{2}U_2$ 。当 $R_L C = (3 \sim 5)T/2$ 时， $U_{O(AV)} \approx 1.2U_2$

为了获得较好的滤波效果，在实际电路中，应选择滤波电容的容量满足 $R_L C = (3 \sim 5)T/2$ 的条件。由于采用电解电容，考虑到电网电压的波动范围为 $\pm 10\%$ ，电容的耐压值应大于 $1.1\sqrt{2}U_2$ 。在半波整流电路中，为获得较好的滤波效果，电容容量应选得更大些。

电容滤波电路的优缺点：电路简单，输出电压大，脉动小（交流分量小），但是二极管导通角比较小，所以不适合接大电流的负载。

在未加滤波电容之前，无论是哪种整流电路中的二极管均有半个周期处于导通状态，也称二极管的导通角 θ 等于 π 。加滤波电容后，只有当电容充电时，二极管才导通，因此，每只二极管的导通角都小于 π 。而且， $R_L C$ 的值愈大，滤波效果愈好，导通角 θ 将愈小。由于电容滤波后输出平均电流增大，而二极管的导通角反而减小，所以整流二极管在短暂的时间内将流过一个很大的冲击电流为电容充电，如图 10.3.4 所示。这对二极管的寿命很不利，所以必须选用较大容量的整流二极管，通常应选择其最大整流平均电流 I_F 大于负载电流的 2~3 倍。

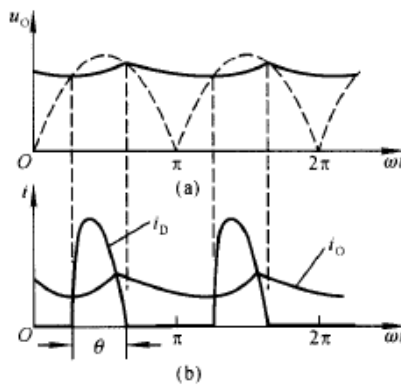
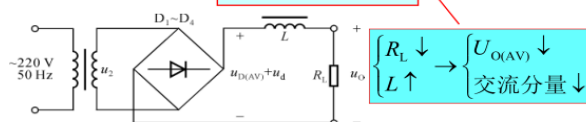


图 10.3.4 电容滤波电路中二极管的电流和导通角
(a) 输出电压波形
(b) 二极管电流波形及导通角

2. 电感滤波电路

适于大电流负载!



当回路电流减小时，感生电动势的方向阻止电流的减小，从而增大二极管的导通角。

电感对直流分量的电抗为线圈电阻，对交流分量的感抗为 ωL 。

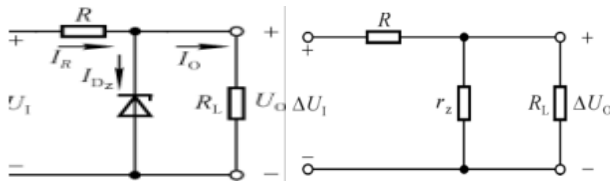
$$\text{直流分量: } U_{O(AV)} = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot U_{D(AV)} \approx \frac{R_L}{R + R_L} \times 0.9U_2$$

$$\text{交流分量: } u_{O(AC)} = \frac{R_L}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} \cdot u_d \approx \frac{R_L}{\omega L} \cdot u_d$$

当负载电流达到安培级时就不能用电容滤波，而要采用电感滤波。

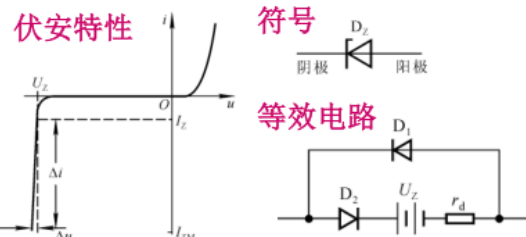
稳压电路的性能指标：1. 输出电压 2. 输出电流 3. 稳压系数表明电网电压波动时电路的稳压性能在负载电流不变时，输出电压相对变化量与输入电压变化量之比。4. 输出电阻

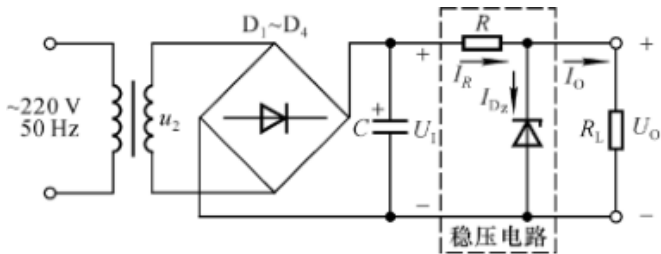
表明负载电流变化时电路的稳压性能，在电网电压不变时，负载变化引起的输出电压的变化量与输出电流的变化量之比。5. 纹波电压 测试出输出电压的交流分量



$$S_r = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_1} \cdot \frac{U_1}{U_O} \approx \frac{r_z}{R} \cdot \frac{U_1}{U_Z} \quad R_o = R // r_z \approx r_z \quad r_z \text{ 一般是几个 } \Omega$$

1. 稳压管的伏安特性和主要参数





稳压管稳压原理: 1. 当电源（电网）电压改变时，比如增加，则负载 R_L 上电压增加，稳压管的电流增加，从而 R 上电流增加，分得电压增大， \Rightarrow 负载上的电压在之前增大的基础上减小，从而达到减小负载电压变化，即稳定电压。 2. 当负载变化，比如减小，则输出电压减小，稳压管的电流减小，而输出的电流增大，从而使得限流电阻的电流基本不变，从而电压基本不变。

关于稳压管电路的两点体会：1. 稳压是指对于电网电压或者负载改变时负载得到的电压基本不变。2. 稳压电路实际上是稳压管和限流电阻的精密配合，而二者的匹配程度影响着稳压的效果。

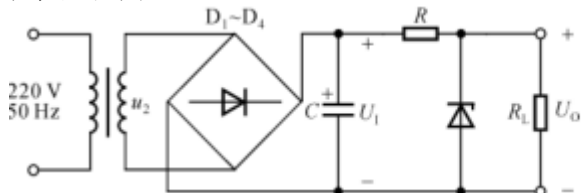
电路特点: 简单，但只适用于输出电压固定（不可调），输出电流变化范围小的场合。

$$S_r = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_1} \cdot \frac{U_1}{U_o} \approx r_z \cdot \frac{U_1}{U_z}$$

从稳压系数的表达式上看，如果想让稳压系数小，可以让输入电压小，让 R 大。但是这只是从数学角度的分析，从电子学角度看，当 R 大的时候，为了保证输出电流的变化范围，输入电压就要比较大。所以只有让 R 和 U_1 配合好才能让稳定系数小。

根据经验，一般选取 $U_1 = (2 \sim 3) U_o$ $R_{max} = \frac{U_{imin} - U_z}{I_z + I_{Lmax}}$ $R_{min} = \frac{U_{imax} - U_z}{I_{ZM} + I_{Lmin}}$ 得到限流电阻的范围后，尽量取接近上限的，让稳压系数更大（因为这时输入电压和稳定电压已经确定）

稳压管的选择条件很苛刻，如果算出来的 R 下限大于上限，应该换管子。（一般就是选择 P_{ZM} 更大的管子）电路设计就是分析的逆过程。比如，读稳压电路图的时候，顺序是从整流到稳压，而设计，即元件选取的时候要



已知输出电压为 6V，负载电流为 0~30mA。试求图示电路的参数。

1. 输出电压、负载电流 \rightarrow 稳压管
2. 输出电压 $\rightarrow U_1$
3. 输出电压、负载电流、稳压管电流 $U_1 \rightarrow R$
4. U_1 、 $R \rightarrow$ 滤波电路的等效负载电阻 $\rightarrow C$
5. $U_1 \rightarrow U_2$ (近似 1.2 倍)
6. U_1 、 R 中电流 \rightarrow 整流二极管

复习：1. 复习什么？ 2. 怎么复习？

复习什么：

以基本概念、基本电路、基本分析方法为主线

概念和性能指标：每个术语的物理意义，如何应用

基本电路：电路结构特征、性能特点、基本功能、适用场合，这是读图的基础。

基本分析方法

通常，不同类型的电路采用不同的方式来描述其功能和性能指标。不同类型电路的指标参数有不同的求解方法。即正确识别电路，并求解电路

例如

- 放大电路用放大倍数、输入电阻、输出电阻和通频带描述
- 运算电路用运算关系式描述
- 电压比较器用电压传输特性描述
- 有源滤波器用幅频特性描述
- 功率放大电路用最大输出功率和效率描述
- 波形发生电路用输出电压波形及其周期和振幅描述

例如

- 求解放大电路的参数用等效电路法
- 求解运算电路要利用节点电流法、叠加原理
- 求解电压比较器的电压传输特性要求解三要素

怎么复习：

重点是基础知识：基本概念、电路、方法

识别电路是正确分析电路的基础

特别注意基础知识的综合应用，融会贯通。例如：

- 非正弦波发生电路既含有运算电路（积分电路）又含有电压比较器（滞回比较器），即既包含集成运放工作在线性区的电路又包含集成运放工作在非线性区的电路。
- 功率放大电路需要和前级电路匹配才能输出最大功率，且为了消除非线性失真通常要引入负反馈。因此，实用功放涉及到放大的概念、放大电路的耦合问题、反馈的判断和估算、自激振荡和消振、功放的输出功率和效率。
- 串联型稳压电源本身既是一个负反馈系统，又是大功率电路，还要考虑电网电压的影响。