

模拟电子技术基础

W.D.Gaster

2025 年 11 月

目录

1 半导体器件	1
1.1 半导体基础	1
1.1.1 本征半导体	1
1.1.2 杂质半导体	1
1.1.3 PN 结	2
1.2 半导体二极管	4
1.2.1 伏安特性	4
1.2.2 主要参数	5
1.2.3 等效电路	5
1.2.4 稳压管	6
1.3 晶体三极管	7
1.3.1 基本原理	7
1.3.2 工作特性	8
1.3.3 主要参数	9
1.4 场效应管	10
1.4.1 结型场效应管	10
1.4.2 绝缘栅型场效应管	12
1.4.3 主要参数	14
1.4.4 场效应管总结	15
2 基本放大电路	16
2.1 放大电路的基本概念	16
2.1.1 放大的基本概念	16
2.1.2 放大电路性能指标	16
2.2 基本共射放大电路的工作原理	17
2.2.1 静态工作点	17
2.2.2 输出波形分析	17
2.2.3 放大电路的组成原则	18
2.2.4 常用的两种共射放大电路	18
2.3 放大电路的分析方法	19
2.3.1 直流通路与交流通路	19
2.3.2 图解法	20
2.3.3 等效电路法	21
2.3.4 稳定静态工作点的措施	24
2.4 晶体管单管放大电路的三种基本组态	25
2.4.1 共集放大电路	25
2.4.2 共基放大电路	26
2.5 场效应管放大电路	27
2.5.1 单电源供电的两种电路	27
2.5.2 场效应管的 h 参数等效模型	28

目录	3
2.5.3 共漏放大电路	29
2.5.4 共源放大电路	30
2.6 复合管放大电路	30
3 集成放大电路	31
3.1 多级放大电路的一般问题	31
3.1.1 耦合方式	31
3.1.2 性能指标	32
3.2 集成运算放大电路的单元电路	33
3.2.1 差分放大电路	33
3.2.2 电流源电路	38
3.2.3 直接耦合互补输出级	41
3.3 集成运放电路及性能	43
3.3.1 集成运放原理图分析	43
3.3.2 集成运放的性能指标	43
3.3.3 集成运放的等效电路	44
4 放大电路中的反馈	45
4.1 反馈的基本概念	45
4.2 负反馈放大电路的四种组态	46
4.2.1 四种组态的判断	46
4.2.2 方块图	47
4.3 深度负反馈	47
4.3.1 深度负反馈下四种组态的放大倍数	48
4.3.2 理想集成运放的性能指标	48
4.4 负反馈对放大电路性能的影响	48
5 信号的运算和处理	50
5.1 基本运算电路	50
5.1.1 比例运算电路	50
5.1.2 加减运算电路	51
5.1.3 微积分运算电路	52
5.2 有源滤波器	53
5.2.1 低通滤波器	53
5.2.2 其他滤波器的构造	56
6 波形的发生和信号的转换	57
6.1 正弦波振荡电路	57
6.1.1 振荡电路概述	57
6.1.2 RC 正弦波振荡电路	58
6.1.3 LC 正弦波振荡电路	59
6.1.4 石英晶体正弦波振荡电路	61
6.2 电压比较器	62

6.2.1	单限比较器	63
6.2.2	滞回比较器	64
6.2.3	窗口比较器	64
6.3	其他波形发生电路	65
6.3.1	矩形波发生电路	65
6.3.2	三角波发生电路	66
7	直流电源	68
7.1	整流电路	68
7.1.1	单相半波整流电路	68
7.1.2	单相桥式整流电路	69
7.2	滤波电路	70
7.2.1	电容滤波电路	70
7.2.2	电感滤波电路	71
7.2.3	其他形式的滤波电路	71
7.2.4	倍压整流电路	72
7.3	稳压电路	72
7.3.1	稳压管稳压电路	72
7.3.2	串联型稳压电路	73
7.3.3	开关型稳压电路	75

1 半导体器件

1.1 半导体基础

1.1.1 本征半导体

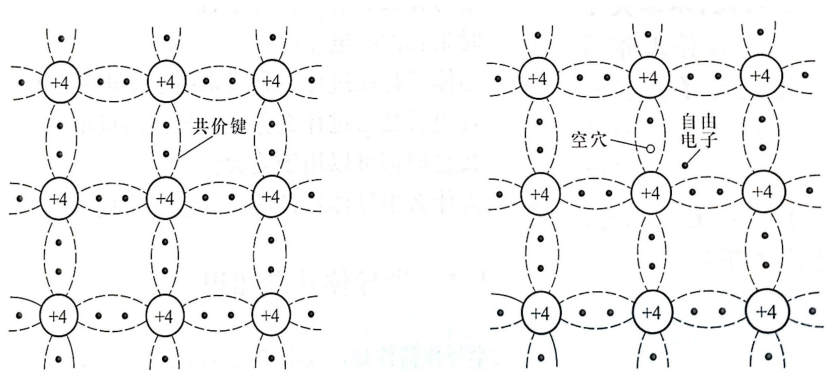


图 1.1: 本征半导体结构

纯净的具有晶体结构的半导体称为本征半导体。常用的半导体材料硅和锗，都是四价元素。

本征半导体在常温下仅有少数的价电子由于热运动获得足够能量挣脱共价键变成自由电子。与此同时在共价键中留下一个空穴，空穴带正电。电子和空穴成对出现，移动分别形成电子电流和空穴电流，两电流叠加为本征半导体的电流。运载电荷的粒子称为载流子。本征半导体有两种载流子，自由电子和空穴都参与导电。

半导体在热激发下产生自由电子和空穴称为本征激发。自由电子和空穴相遇会填补空穴使两者同时消失，称为复合。在一定温度下，本征激发产生的电子空穴对与复合的电子空穴对数目相等，达到动态平衡。即在一定温度下，载流子的浓度是一定的，且自由电子和空穴的浓度相等。具体表达式为

$$n_i = p_i = K_1 T^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_{GO}}{2kT}}$$

其中， E_{GO} 为 0K 时破坏共价键所需的能量，又称禁带宽度，硅为 1.21eV，锗为 0.785eV。 K_1 是与载流子有效质量、有效能级密度有关的常量，硅为 $3.87 \times 10^{16} \text{cm}^{-3} \cdot \text{K}^{-3/2}$ ，锗为 $1.76 \times 10^{16} \text{cm}^{-3} \cdot \text{K}^{-3/2}$ 。

1.1.2 杂质半导体

通过扩散工艺，往本征半导体中掺入少量合适的杂质元素，可以得到杂质半导体。分为 P 型和 N 型两种。

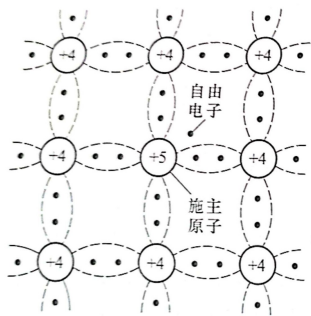


图 1.1.3
N 型半导体

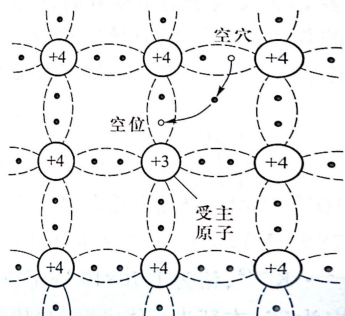


图 1.1.4
P 型半导体

图 1.2: 杂质半导体结构

在纯净的硅晶体中掺入五价元素如磷，即得到 N 型半导体。N 型半导体的五价元素多出一个自由电子，因此自由电子浓度大于空穴浓度，自由电子为多数载流子，简称多子，空穴为少数载流子，简称少子。杂质原子提供电子，称为施主原子。

在纯净的硅晶体中掺入三价元素如硼，即可得到 P 型半导体。P 型半导体的三价元素形成共价键时会产生一个空位，被硅的电子填补产生一个空穴。因此空穴为多子，电子为少子。杂质原子吸收电子，称为受主原子。

1.1.3 PN 结

将 P 型半导体和 N 型半导体制作在同一块硅片上，在交界面形成 PN 结。PN 结具有单向导电性。

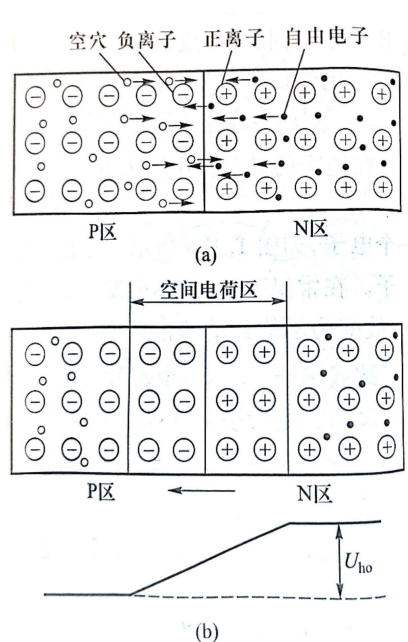


图 1.3: PN 结空间电荷区的形成

物质从浓度高的地方向浓度低的地方运动称为扩散运动。P 区空穴向 N 扩散，N 区自由电子向 P 区扩散，且发生复合，在交界面附近多子的浓度下降，P 区出现负离子区，N 区出现正离子区，这两个区域都不能移动，称为空间电荷区，形成内电场。内电场方向由 N 区指向 P 区，阻止扩散运动的进行。

在电场力作用下载流子的运动称为漂移运动。空间电荷区形成后，内电场作用下少子将发生漂移运动，且扩散的多子和漂移的少子数目相等达到动态平衡，此时空间电荷区具有一定宽度，电位差为 U_{ho} ，电流为零。

绝大部分空间电荷区内自由电子和空穴都非常少，分析时可以忽略载流子，只考虑离子区电荷，因此也称空间电荷区为耗尽层。

PN 结外接电源时的变化

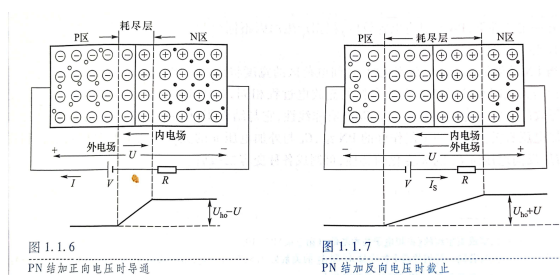


图 1.4: PN 结外加电压时的电场变化

当 P 端接电源正极、N 端接电源负极时，外加正向电压，称为 PN 结的正向接法或正向偏置。此时外电场将多数载流子推向空间电荷区，使其变窄削弱内电场，破坏原有平衡，使扩散运动加剧，漂移运动减弱，从而在电源作用下扩散运动不断进行，产生正向电流导通。

当 P 端接电源负极、N 端接电源正极时，外加反向电压，称为 PN 结的反向接法或反向偏置。此时外电场使空间电荷区变宽，加强了内电场，阻止扩散运动并加剧漂移运动，形成反向电流，即漂移电流。由于少子很少，因此反向电流很小，一般可以忽略不计，认为处于截止状态。

伏安特性

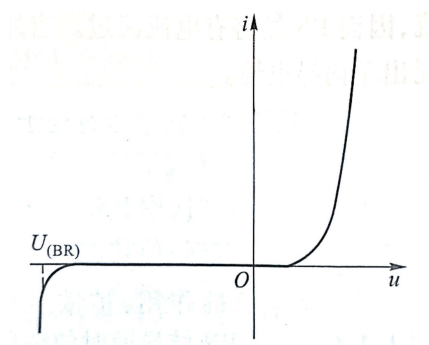


图 1.5: PN 结的伏安特性曲线

由半导体物理理论分析可得 PN 结的伏安特性为

$$i = I_s(e^{\frac{qu}{kT}} - 1) = I_s(e^{\frac{u}{U_T}} - 1)$$

其中 $U_T = \frac{kT}{q}$ 称为温度的电压当量， $T = 300K$ 时 $U_T \approx 26mV$ ， I_s 为反向饱和电流。

PN 结的电容

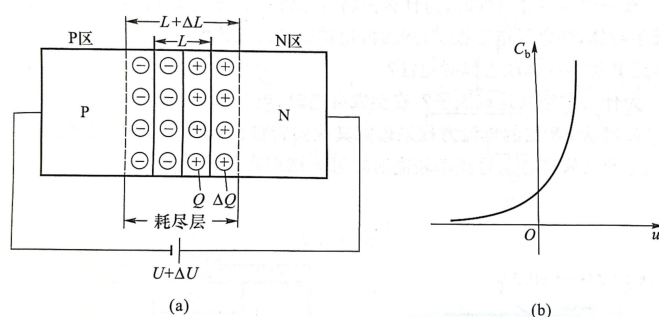


图 1.6: 势垒电容

当外加反向电压变化时，空间电荷区的宽度也随之发生变化，则耗尽层的电荷量随外加电压而增大或减小，这与电容器充放电相同。宽窄变化的等效电容称为势垒电容 C_h ，具有非线性，与结面积、耗尽层宽度、半导体介电常数及外加电压有关。

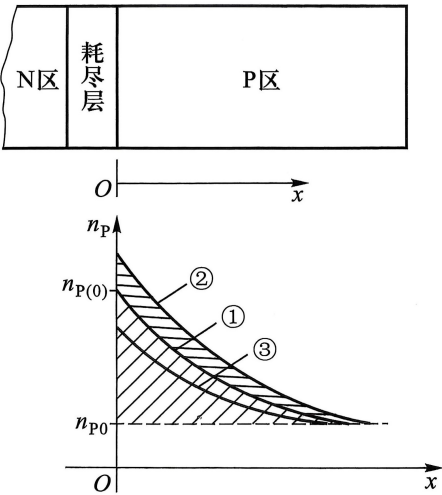


图 1.7: 扩散电容

处于平衡状态的少子称为平衡少子，正向偏置时扩散的少子称为非平衡少子。外加电压一定时，靠近耗尽层交界面非平衡少子浓度高，远离的地方浓度低，形成一定浓度梯度，产生扩散电流。外加正向电压增大时，浓度增大，浓度梯度增大，则正向电流增大。这种过程也有电荷的积累和释放，等效为扩散电容 C_d ，具有非线性，与正向电流、温度电压当量以及非平衡少子的寿命有关。

PN 结的结电容是上述两种电容之和 $C_j = C_b + C_d$ 。

1.2 半导体二极管

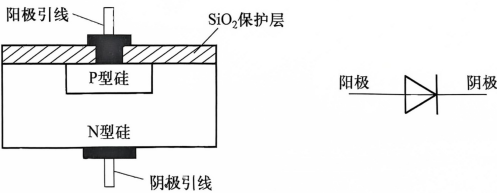


图 1.8: 半导体二极管结构和符号

将 PN 结封装起来加上电极引线构成半导体二极管，简称二极管。P 区电极为阳极，N 区电极为阴极。

1.2.1 伏安特性

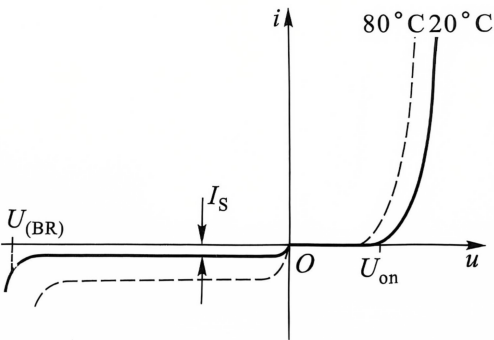


图 1.9: 二极管伏安特性

与 PN 结一样, 二极管具有单向导电性, 但是由于存在半导体体电阻和引线电阻, 正向导通时, 二极管压降大于 PN 结压降, 反向截止时, 表面漏电流增大总反向电流。

只有正向电压足够大时, 正向电流才从零开始按指数规律增大。开始导通的临界电压称为开启电压 U_{on} , 硅一般为 0.5V, 锗一般为 0.1V。正向导通的压降硅一般取 0.7V, 锗一般取 0.2V。

温度升高时, 正向特性曲线左移, 反向曲线下移。

1.2.2 主要参数

1. 最大整流电流 I_F : 允许通过的最大正向平均电流。超过此值会结温升过高而烧坏。
2. 最高反向工作电压 U_R : 允许外加的最大反向电压。超过此值会反向击穿而损坏。通常 $U_R = 0.5U_{(BR)}$ 。
3. 反向电流 I_R : 未击穿的反向电流。
4. 最高工作频率 f_M : 工作的上限截止频率。

1.2.3 等效电路

伏安特性折线化得到的等效电路

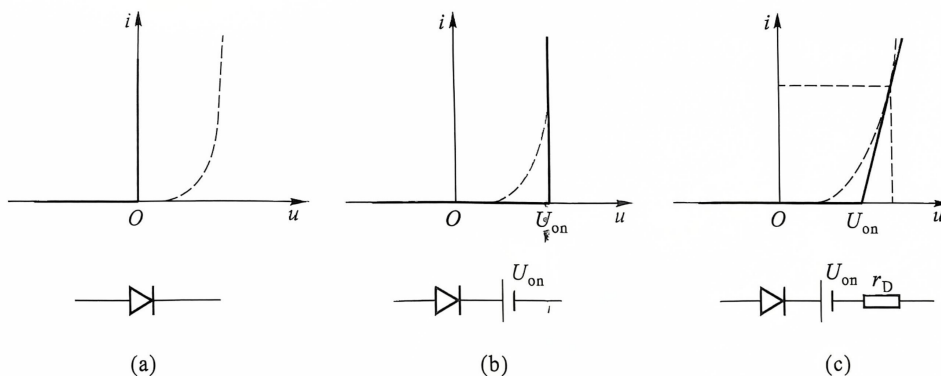


图 1.10: 折线化等效电路

- (a) 图的二极管为理想二极管, 正向导通压降为零, 反向截止电流为零, 相当于理想开关。
- (b) 图的二极管正向导通压降为常量 U_{on} , 反向截止电流为零, 等效为理想二极管串联电压源。
- (c) 图的二极管正向电压大于 U_{on} 后 UI 为线性关系, 斜率为 $1/r_D$, 反向截止电流为零, 等效为理想二极管串联带内阻 $r_D = \frac{\Delta U}{\Delta I}$ 的电压源。

在不同情况下选择不同的等效电路进行计算, 否则误差可能会超过规定范围。

微变等效电路

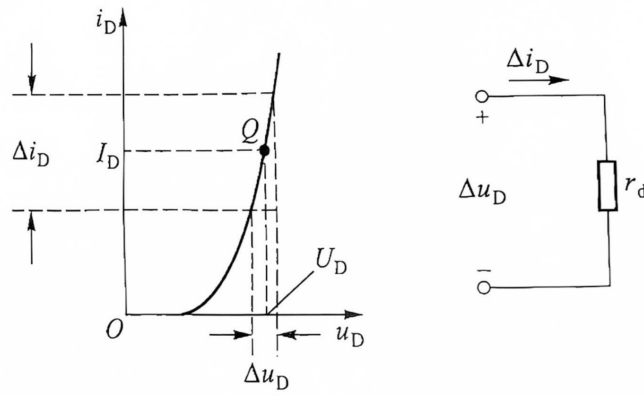


图 1.11: 微变等效电路

二极管外加直流正向电压时，将产生直流电流，此时电压电流对应的点为静态工作点 Q 。在 Q 点基础上施加微小的交流分量，可以用 Q 点处的切线来近似微小变化的曲线，将二极管等效成一个动态电阻

$$\frac{1}{r_d} = \frac{di_D}{du_D} = \frac{d[I_S(e^{\frac{u}{U_T}} - 1)]}{du} \approx \frac{I_S}{U_T} e^{\frac{u}{U_T}} \approx \frac{I_D}{U_T}$$

其中 I_D 是 Q 点的电流， Q 点越高， r_d 越小。此时模型即为二极管的交流等效模型。

1.2.4 稳压管

在反向击穿时，在一定的电流范围内，端电压几乎不变，表现出稳压特性。

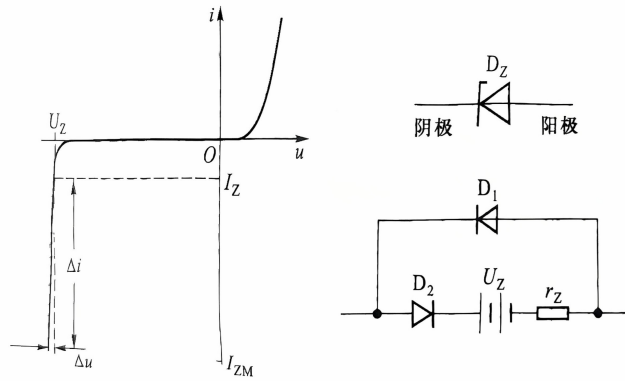


图 1.12: 稳压管的原理和等效电路

等效电路中， D_1 表示正向或反向未击穿时的情况， D_2, U_Z, r_Z 表示反向击穿时的等效电路。

主要参数

- 稳定电压 U_Z : 在规定电流下稳压管的反向击穿电压。
- 稳定电流 I_Z : 工作在稳压状态的参考电流，电流低于此值时失去稳压功能，也记作 $I_{Z\min}$ 。
- 额定功耗 P_{ZM} : 稳定电压 U_Z 与最大稳定电流 I_{ZM} 的乘积，超过此值会烧坏管子。
- 动态电阻 r_Z : 工作在稳压状态时，端电压变化量与端电流变化量之比， $r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z}$

- 温度系数 α : 表示单位温度变化量下稳压值的变化量, $\alpha = \frac{\Delta U_Z}{\Delta T}$ 。稳定电压小于 4V 的具有负温度系数, 会发生齐纳击穿; 而稳定电压大于 7V 的具有正温度系数, 会发生雪崩击穿; 稳定电压在 4V-7V 的温度系数很小, 两种击穿都有。

1.3 晶体三极管

晶体三极管有两种带有不同极性电荷的载流子导电, 因此也称为双极性晶体管 BJT, 又称半导体三极管, 简称晶体管。

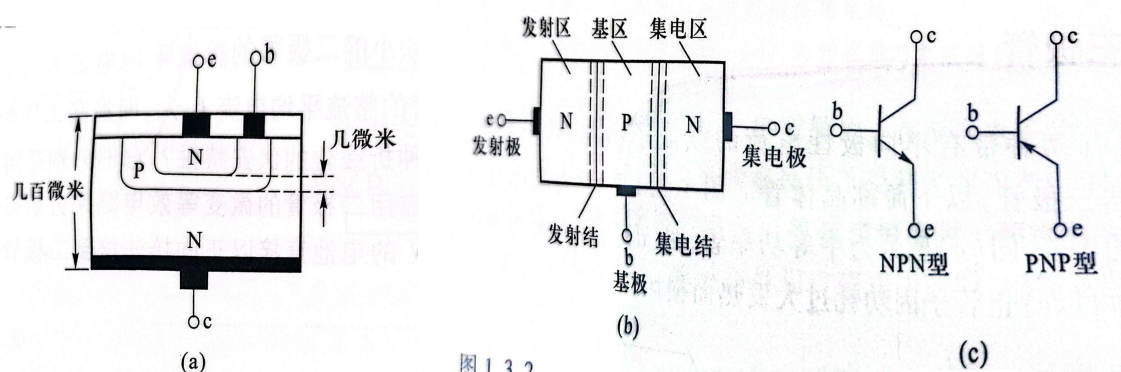


图 1.13: 双极性晶体管的结构和符号

在同一个硅片上形成三个掺杂区域, 形成两个 PN 结。对于 NPN 型晶体管而言, 中间的 P 区称为基区, 很薄且杂质浓度很低; 上层的 N 区是发射区, 掺杂浓度很高; 下层的 N 区为集电区, 面积很大。三个区分别引出基极 b、发射极 e 和集电极 c。发射区和基区间的 PN 结称为发射结, 基区与集电区间的 PN 结称为集电结。

1.3.1 基本原理

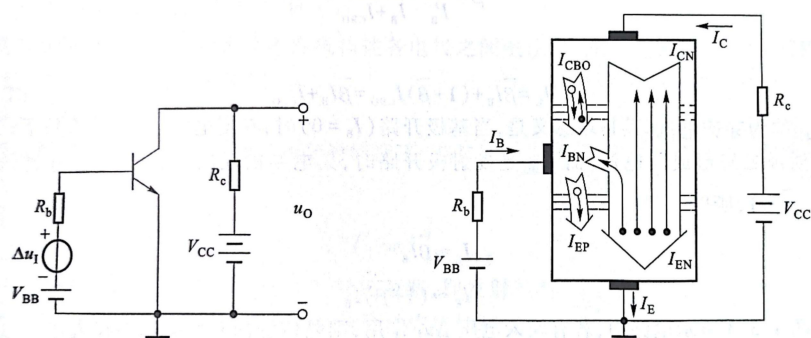


图 1.14: 晶体管的工作原理

输入和输出回路公用发射极作为公共端, 称为共射放大电路, 需要在输入回路加入基极电源 V_{BB} , 在输出回路加入集电极电源 V_{CC} 且满足 $V_{CC} > V_{BB}$, 以保证发射结正向偏置, 集电结反向偏置。当 $\Delta u_I = 0$ 时, 载流子运动如上图所示。

发射结加正向电压且发射区杂质浓度高, 则大量自由电子扩散运动进入基区, 空穴也从基区向发射区扩散。空穴浓度小, 忽略空穴电流, 电子扩散运动形成发射极电流 I_E 。

由于基区很薄, 杂质浓度很低, 且集电结加了反向电压, 扩散到基区的电子只有很少在基区和空穴复合, 大部分作为基区的非平衡少子到集电结, 由于电源 V_{BB} 的作用, 此过程将源源不断进行, 形成基极电流 I_B 。

由于集电结加反向电压且结面积大，基区非平衡少子越过集电结到达集电区，形成漂移电流。因此在集电极电源作用下，漂移运动形成集电极电流 I_C 。

发射区向基区扩散的电子电流为 I_{EN} ，基区向发射区扩散的空穴电流为 I_{EP} ，基区内复合运动形成的电流为 I_{BN} ，基区内非平衡少子漂移到集电区形成的电流为 I_{CN} ，平衡少子在集电区和基区之间漂移形成的电流为 I_{CBO} 。则由图可得各部分电流的关系为

$$\begin{cases} I_E = I_{EN} + I_{EP} = I_{CN} + I_{BN} + I_{EP} \\ I_C = I_{CN} + I_{CBO} \\ I_B = I_{BN} + I_{EP} - I_{CBO} = I'_B - I_{CBO} \end{cases}$$

从外部看，有 $I_E = I_C + I_B$ 。

其中 I_{CN} 与 I_B 之比称为共射直流电流放大系数 $\bar{\beta} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}}$ ，整理得 $I_C = \bar{\beta}I_B + (1 + \bar{\beta})I_{CBO} = \bar{\beta}I_B + I_{CEO}$ ， I_{CEO} 为穿透电流，基极开路时集电极与发射极之间的电流。一般情况下 $I_B \gg I_{CBO}$ ， $\bar{\beta} \gg 1$ ，则 $I_C \approx \bar{\beta}I_B$ ， $I_E \approx (1 + \bar{\beta})I_B \approx \bar{\beta}I_B$ 。

如果有交流输入 Δu_I 作用，基极电流和集电极电流都将叠加动态电流，此时共射交流电流放大系数 $\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$ ，同样可以忽略穿透电流。一般情况下 $\bar{\beta} \approx \beta$ ，此后不在区分直流和交流电流放大系数，都使用 β 表示。

以发射极电流作为输入电流，以集电极电流作为输出电流时，共基直流电流放大系数 $\bar{\alpha} = \frac{I_{CN}}{I_E} = \frac{\bar{\beta}}{1 + \bar{\beta}}$ ，对应的，共基交流电流放大系数 $\alpha = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} = \frac{\beta}{1 + \beta} \approx 1$ ，一般认为 $\bar{\alpha} \approx \alpha$ 。

1.3.2 工作特性

输入特性 管压降 U_{CE} 一定时，基极电流 i_B 与发射结压降 u_{BE} 的关系 $i_B = f(u_{BE})|_{U_{CE}=\text{Const}}$

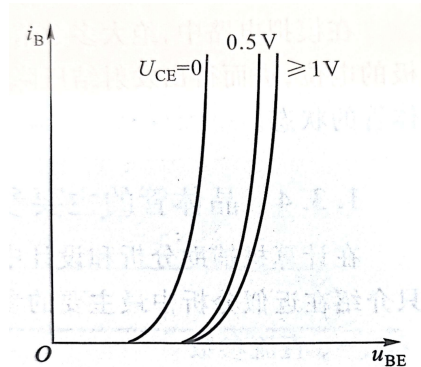


图 1.15: 输入特性

$U_{CE} = 0$ 时，集电极与发射极短路，此时发射结与集电结并联，特性与伏安特性类似。当 U_{CE} 增大时，由于发射极注入基区的非平衡少子有一部分越过基区和集电结形成集电极电流，在集电结反向电压增大时减小，因此需要更大的 u_{BE} 来发射相同的电子，则曲线右移。增大到一定值（一般是 1V）后，集电区电场足够强，绝大多数非平衡少子都收集到集电区，因此再增大 U_{CE} 也不会明显增大 i_C 了。

输出特性 基极电流 I_B 一定时，集电极电流 i_C 与管压降 U_{CE} 的关系 $i_C = f(u_{CE})|_{I_B=\text{Const}}$

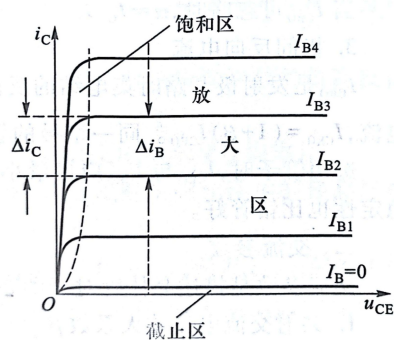


图 1.16: 输出特性

对于每一个确定的 I_B ，都有一条曲线，因此输出曲线是一簇曲线。对于某一条曲线，当 u_{CE} 从零开始逐渐增大时，集电结电场随之增强，收集基区非平衡少数载流子能力增强，集电极电流增大。当增大到一定数值后，已经能收集绝大多数非平衡少数载流子，此时 i_C 几乎平行于横轴，几乎取决于 I_B 。

从输出曲线可以看出，晶体管有三个工作区域：

- 截止区：发射结电压小于开启电压且集电结反向偏置，即 $u_{BE} \leq U_{on}$ 且 $u_{CE} > u_{BE}$ ，此时 $i_C \leq I_{CEO}$ ，可以认为近似为零。
- 放大区：发射结正向偏置且集电结反向偏置，即 $u_{BE} > U_{on}$ 且 $u_{CE} \leq u_{BE}$ ，此时 i_C 几乎仅取决于 I_B ，且 $I_C = \bar{\beta}I_B$, $\Delta i_C = \beta \Delta i_B$ 。
- 饱和区：发射结与集电结均处于正向偏置，即 $u_{BE} > U_{on}$ 且 $u_{CE} < u_{BE}$ ，此时 i_C 不仅与 i_B 有关还随 u_{CE} 增大而增大， $i_C < \beta I_B$ 。当 u_{BE} 增大时， i_B 增大而 i_C 几乎不变可以认为进入饱和区。对于小功率管，当 $u_{CB} = 0$ 时晶体管处于临界饱和或临界放大状态。

温度对晶体管特性曲线的影响

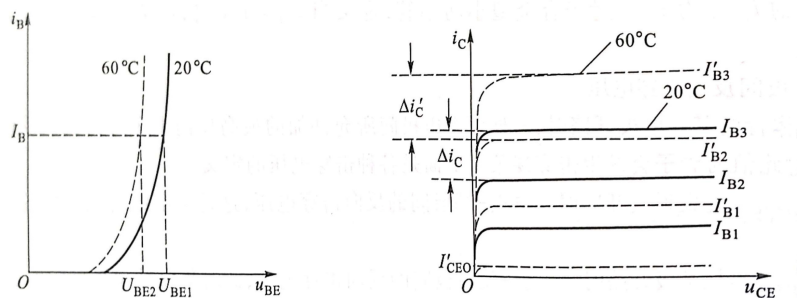


图 1.17: 温度对特性曲线的影响

温度升高时，热运动加剧，少数载流子浓度增加，漂移运动加剧， I_{CBO} 增大（每升高 10°C 增加一倍）。输入特性和二极管伏安正向特性一样将左移，由于 I_{CEO} , β 增大且输入特性左移，输出特性将上移。

1.3.3 主要参数

- 直流参数

$$\text{— 共射直流电流放大系数 } \bar{\beta} = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B} \approx \frac{I_C}{I_B}$$

– 共基直流电流放大系数 $\bar{\alpha} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E} \approx \frac{I_C}{I_E}$

– 极间反向电流: I_{CBO} 为发射极开路时集电结反向饱和电流。 I_{CEO} 是基极开路时集电极与发射极间的穿透电流。满足 $I_{CEO} = (1 + \bar{\beta})I_{CBO}$ 。

• 交流参数

– 共射交流电流放大系数 $\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \big|_{U_{CE}=\text{Const}}$, 一般可以认为 $\beta = \bar{\beta}$

– 共基交流电流放大系数 $\alpha = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} \big|_{U_{CB}=\text{Const}}$, 一般可以认为 $\alpha = \bar{\alpha}$

– 特征频率 f_T : 信号频率增加时, 集电极电流与基极电流之比数值下降且产生相移。使共射电流放大系数数值下降到 1 的信号频率为特征频率。

• 极限参数

– 最大耗散功率 P_{CM} : 取决于晶体管的温升。对于晶体管 $P_{CM} = i_C u_{CE} = \text{Const}$ 是一条双曲线, 在双曲线上方的为过损耗区。

– 最大集电极电流 I_{CM} : i_C 上升到一定数值 β 将减小。对于合金型小功率管, 定义 $u_{CE} = 1\text{V}$ 时由 $P_{CM} = u_{CE} i_C$ 算出来的 i_C 为 I_{CM} 。

– 极间反向击穿电压: 某一电极开路时, 另外两个电极之间允许加的最高反向电压。 $U_{(BR)CBO}$ 为集电结允许的最高反向电压, $U_{(BR)CEO}$ 为集电结承受的反向电压, $U_{(BR)EBO}$ 为发射结的最高反向电压。

1.4 场效应管

场效应管 FET 利用输入回路的电场效应来控制输出回路电流的半导体器件, 仅依靠多数载流子导电, 又称为单极性晶体管。分为结型和绝缘栅型两种不同的结构。

1.4.1 结型场效应管

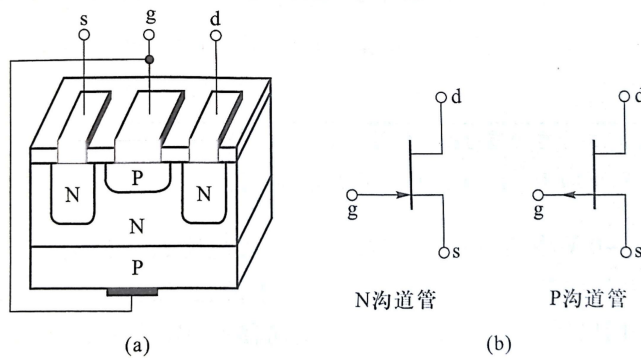


图 1.18: N 沟道结型场效应管的结构

在同一块 N 型半导体上制作两个高掺杂的 P 区, 将他们连接在一起作为栅极 g, N 型半导体引出两个电极作为漏极 d 和源极 s。P 区与 N 区交界面形成耗尽层, 漏极与源极之间的非耗尽层区域称为导电沟道。

基本原理

对 N 沟道而言, 在 G-S 之间加负向电压, 保证耗尽层承受反向电压, 在 D-S 间加正向电压以形成漏极电流 i_D 。

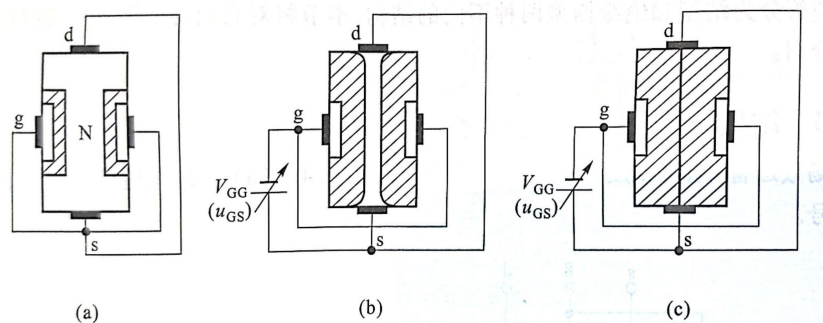


图 1.19: u_{GS} 对沟道的控制

当 $u_{DS} = 0$ 且 $u_{GS} = 0$ 时, 耗尽层很窄, 导电沟道很宽。

当 $|u_{GS}|$ 增大时, 耗尽层加宽, 沟道变窄, 电阻增大。增大到某一数值时, 耗尽层闭合沟道消失, 此时为夹断电压 $U_{GS(off)}$

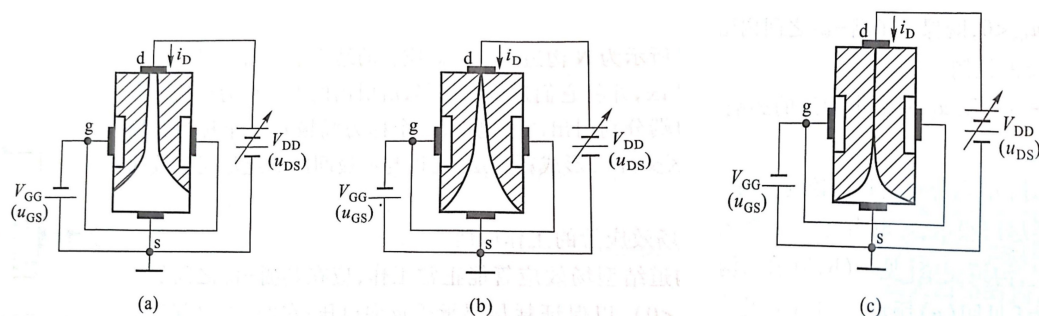


图 1.20: u_{DS} 对沟道的控制

当 u_{GS} 为某一固定值时, $u_{DS} > 0$ 则有电流由漏极流向源极, 因此靠近漏极一侧的沟道更宽, 从零开始增大时, u_{GD} 逐渐减小, 到 $u_{GD} = U_{GS(off)}$ 时漏极一侧出现夹断区, 此时为预夹断, 继续增大则耗尽层闭合部分向沟道方向衍生, 电子所受阻力增大且纵向电场增强, 两种作用对电流作用相反相互抵消, 则电流几乎不变, 保持恒流特性。

当 $u_{GD} < U_{GS(off)}$ 时, 当 u_{DS} 为一常量时, 每一个确定的 u_{GS} 都有一个确定的 i_D , 因此可以通过电压控制电流, 此时用低频跨导 $g_m = \frac{\Delta i_D}{\Delta u_{GS}}|_{U_{DS}=\text{const}}$ 来描述动态的栅源电压对漏极电流的控制作用。

特性曲线

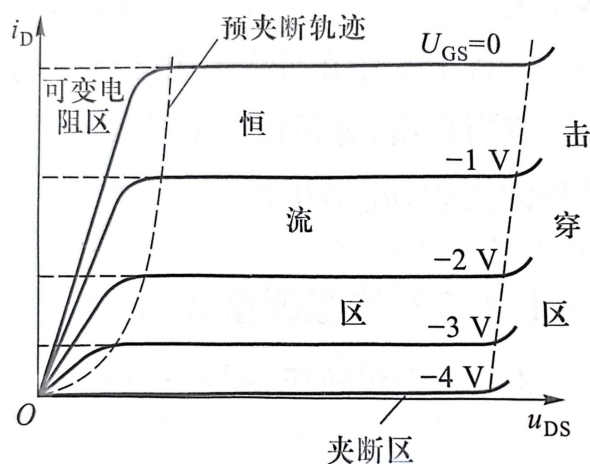


图 1.21: 结型场效应管的输出特性

- 可变电阻区（非饱和区）：曲线近似为斜率不同的直线，因此斜率即为 DS 间的等效电导。
- 恒流区（饱和区）：近似为一族横轴的平行线，用作放大管的工作区域。
- 夹断区（截止区）：不论外加电压如何，漏极电流都近似为零。
- 击穿区：当源漏电压过高时，漏极电流突然增大将击穿管子。

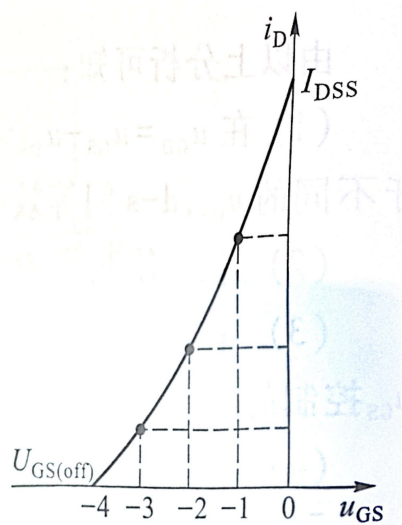


图 1.22: 结型场效应管的转移特性

恒流区的电流表达式为 $i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2$, $U_{GS(off)} < u_{GS} < 0$
 为保证耗尽层加反向电压, N 沟道管 $u_{GS} \leq 0$, P 沟道管 $u_{GS} \geq 0$

1.4.2 绝缘栅型场效应管

栅极和源极、栅极和漏极之间均采用 SiO_2 绝缘层进行隔离, 由于栅极是金属铝, 又称 MOS 管。MOS 管分为 N 沟道增强型、N 沟道耗尽型、P 沟道增强型、P 沟道耗尽型四种。栅源电压为零时漏极电流为零的属于增强型管, 反之属于耗尽型管。

N 沟道增强型 MOS 管基本原理

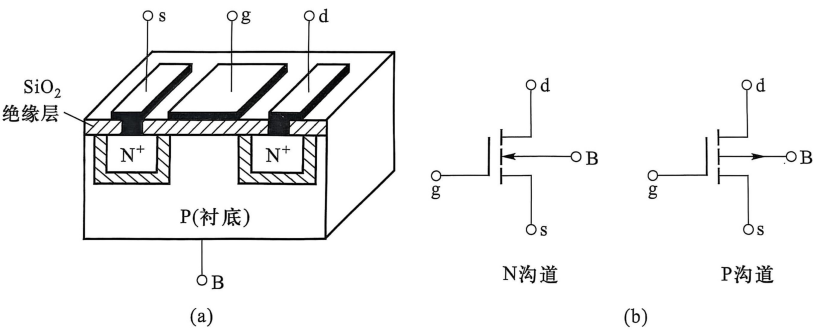


图 1.23: N 沟道增强型 MOS 管的结构

对于 N 沟道增强型管，当栅源不加电压时，不存在导电沟道，不会产生漏极电流。

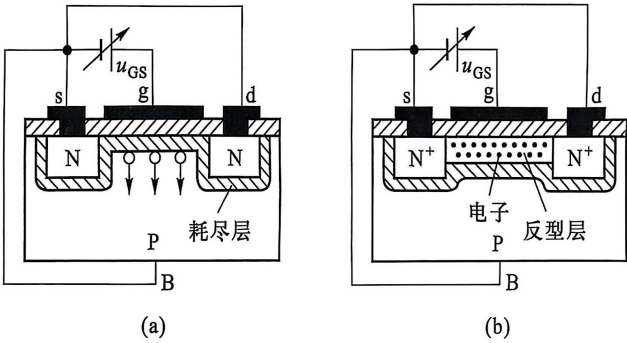


图 1.24: u_{GS} 对反型层的控制

当 $u_{DS} = 0$ 且 $u_{GS} > 0$ 时，栅极金属层将聚集正电荷，排斥 P 型衬底靠近 SiO_2 一侧的空穴，使之剩下负离子区，形成耗尽层。当 u_{GS} 增大时，耗尽层加宽，且将衬底自由电子吸引到耗尽层与绝缘层之间形成 N 型薄层，即反型层。反型层即为漏源的导电沟道，反型层越厚，导电电阻越小。

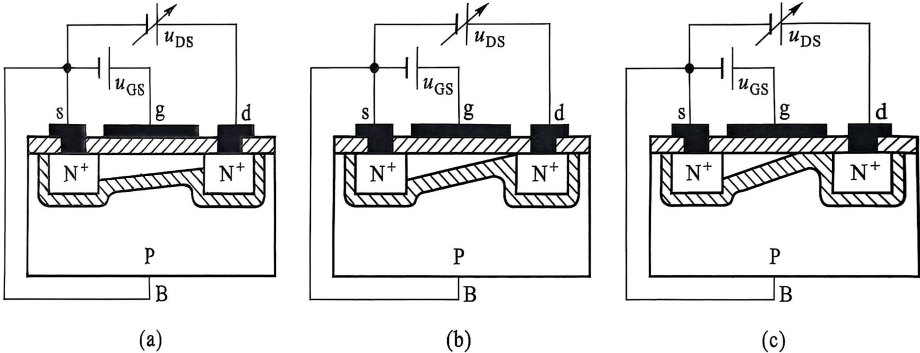


图 1.25: u_{DS} 对反型层的控制

当 u_{GS} 是一个确定值时，DS 间加正向电压则产生漏极电流，此时源漏电压对沟道的影响与结型管类似，同样有预夹断，以及恒流区的相关情况。

N 沟道增强型 MOS 管特性曲线

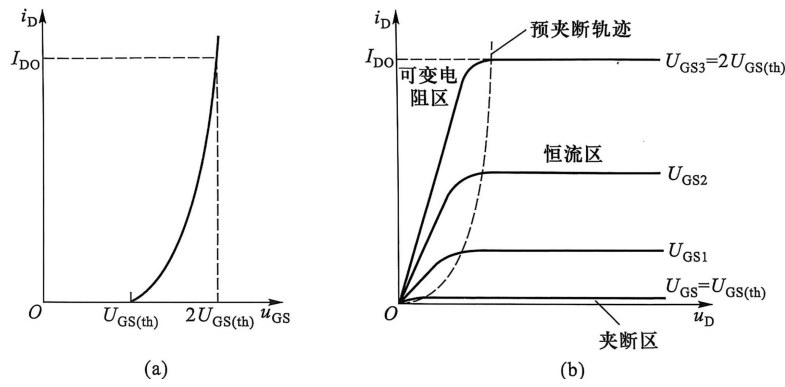


图 1.26: MOS 管的输出特性和转移特性

恒流区电流表达式为 $i_D = I_{DO} \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$, 其中 I_{DO} 为 $2U_{GS(th)}$ 时的 i_D 。

N 沟道耗尽型 MOS 管基本原理

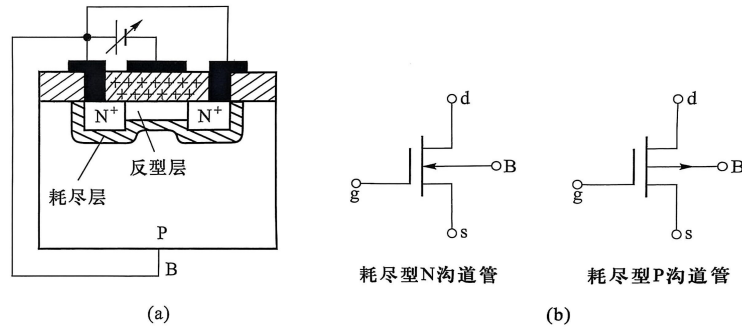


图 1.27: N 沟道耗尽型 MOS 管的结构

对于 N 沟道耗尽型管, 绝缘层中掺入了大量的正离子, 因此在 $u_{GS} = 0$ 的情况下正离子会在 P 型衬底表层产生反型层, 存在导电沟道。只有栅源电压减小到一定值时反型层才会消失, 此即为夹断电压 $U_{GS(off)}$ 。

1.4.3 主要参数

• 直流参数

- 开启电压 $U_{GS(th)}$: 增强型 MOS 管的 U_{DS} 为常量时, 使 i_D 大于零所需最小的 $|u_{GS}|$ 值。
- 夹断电压 $U_{GS(off)}$: 耗尽型 MOS 管和结型管的 U_{DS} 为常量时, 使 i_D 等于某一微小值时的 u_{GS} 值。
- 饱和漏极电流 I_{DSS} : 结型管 $u_{GS} = 0$ 时产生预夹断的漏极电流。
- 直流输入电阻 $R_{GS(DC)}$: 栅源电压与栅极电流之比。

• 交流参数

- 低频跨导 g_m : 表示栅源电压对漏极电流控制的强弱。
- 极间电容: 栅源电容 C_{gs} , 栅漏电容 C_{gd} , 漏源电容 C_{ds} 。

• 极限参数

- 最大漏极电流 I_{DM} : 正常工作的漏极电流上限值。

- 击穿电压：进入恒流区后使电流骤然增大的漏源击穿电压 $U_{(BR)DS}$ 。结型管使栅极与沟道的 PN 结反向击穿或 MOS 管使绝缘层击穿的栅源击穿电压 $U_{(BR)GS}$ 。
- 最大耗散功率 P_{DM} ：决定于管子允许的温升。

1.4.4 场效应管总结

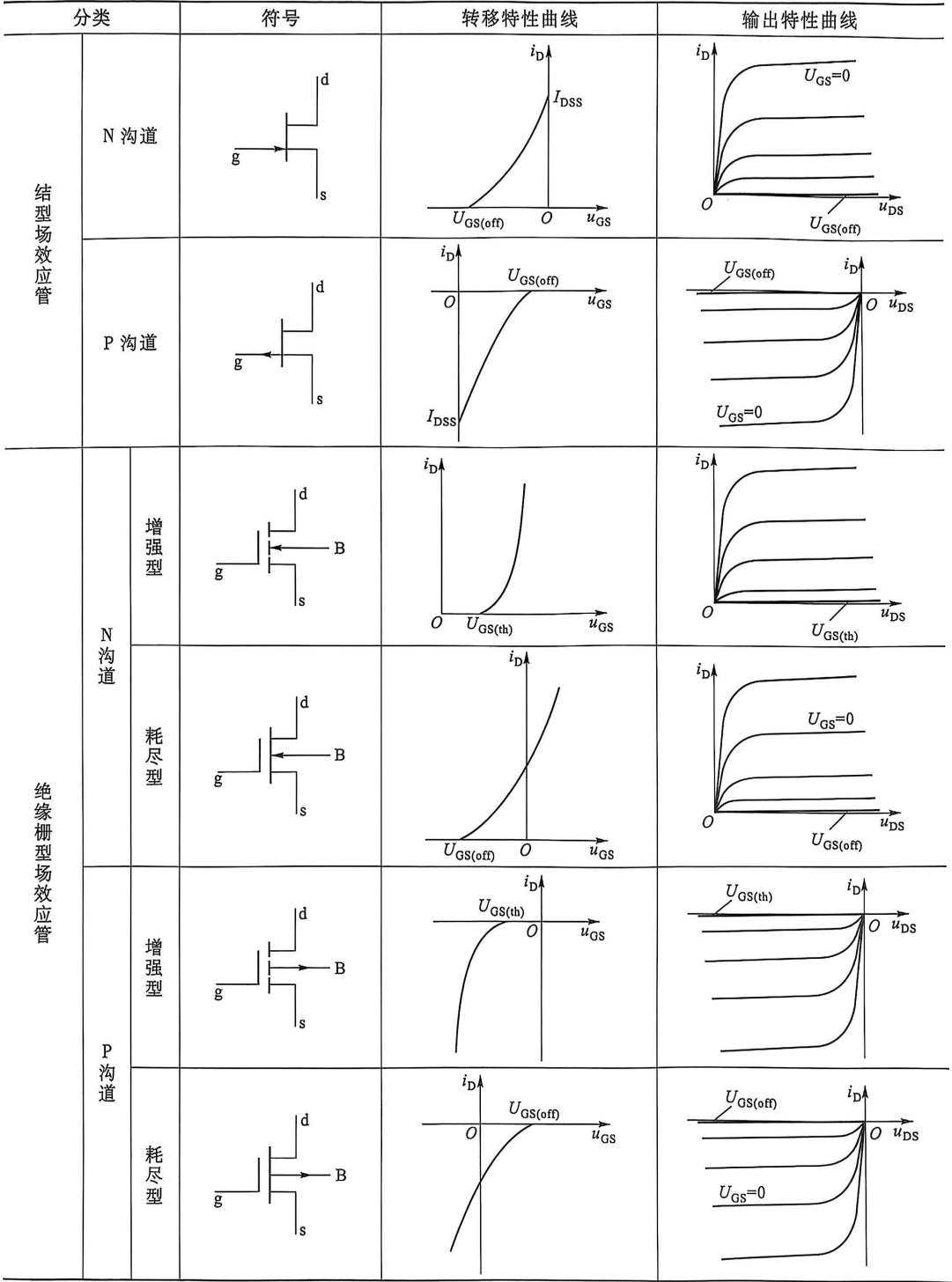


图 1.28: 场效应管的符号和特性总结

2 基本放大电路

2.1 放大电路的基本概念

2.1.1 放大的基本概念

放大电路的本质是能量的控制和转换，在输入信号作用下，通过放大电路将直流电源的能量转换成负载所需的能量，使负载从电源获得的能量大于信号源的能量。

电子电路放大的基本特征是功率放大。基本前提是不失真，只有不失真情况下放大才有意义。能控制能量的元件称为有源元件，放大电路必须要有有源元件。

由于任何稳态信号都能进行 Fourier 级数展开成正弦信号的叠加，因此常以正弦波作为测试信号。

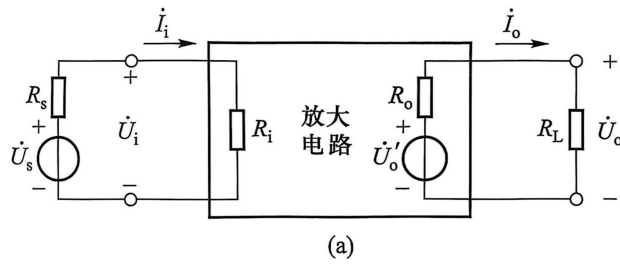


图 2.1: 放大电路的结构

2.1.2 放大电路性能指标

- 放大倍数：直接衡量放大电路放大能力的重要指标，是输出量与输入量之比，一般有四种形式：

$$\dot{A}_{uu} = \dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \quad \dot{A}_{ii} = \dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} \quad \dot{A}_{ui} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i} \quad \dot{A}_{iu} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i}$$

- 输入电阻：从输入端看进去的等效电阻，表明对信号源的影响程度，越小影响越小， $R_i = \frac{U_i}{I_i}$
- 输出电阻：从输出端看进去的戴维宁等效电路内阻，表明带负载能力强弱，越小越强， $R_o = \frac{U_o}{I_o}|_{U_S=0}$
- 通频带：衡量对不同频率信号的放大能力，越宽说明对不同频率信号适应性越强， $f_{bw} = f_H - f_L$
- 非线性失真系数：表征线性放大范围的限度， $D = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (\frac{A_k}{A_1})^2}$
- 最大不失真输出电压：当输出电压再增大就会产生非线性失真的输出电压，可以用有效值 U_{om} 或峰峰值 $U_{opp} = 2\sqrt{2}U_{om}$ 表示。
- 最大输出功率与效率：信号不失真情况下，负载能获得的最大功率 P_{om} ，此时效率为 $\eta = \frac{P_{om}}{P_S}$

2.2 基本共射放大电路的工作原理

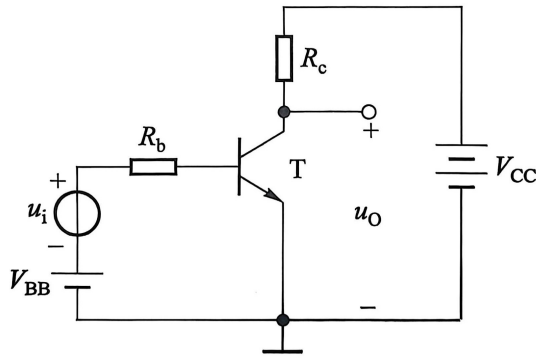


图 2.2: 基本共射放大电路

当 $u_i = 0$ 时, 放大电路处于静态。输入回路中, 基极电压 V_{BB} 使晶体管 $U_{BE} > U_{on}$, 和基极电阻 R_b 共同决定基极电流 I_B 。在输出回路中, 集电极电压 V_{CC} 足够高使得集电结反向偏置, 保证晶体管工作在放大状态, $I_C = \beta I_B$, 集电极电阻电压 $I_C R_c$, 则 c-e 间电压 $U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$ 。

当 $u_i \neq 0$ 时, 在输入回路中, 在静态值基础上产生一个动态的基极电流 i_b , 在输出回路得到动态电流 i_c , 集电极电阻将电流变化转变为电压变化, 因此管压降 u_{CE} 产生变化, 变化量即是 u_O , 实现了电压放大。

输入回路和输出回路以发射极为公共端, 因此称为共射放大电路, 公共端为地。

2.2.1 静态工作点

将输入信号为零、直流电源单独作用时晶体管的基极电流 I_B 、集电极电流 I_C 、b-e 间电压 U_{BE} 、管压降 U_{CE} 称为放大电路的静态工作点 Q, 常记作 $I_{BQ}, I_{CQ}, U_{BEQ}, U_{CEQ}$ 。一般认为 U_{BEQ} 为发射结导通压降 0.7V, 其他三个量根据回路方程可以求得, 对于基本共射电路有:

$$\begin{cases} I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b} \\ I_{CQ} = \beta I_{BQ} \\ U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c \end{cases}$$

若不加静态工作点, 动态信号会使管子处于截止状态无法正常放大, 输出电压必然严重失真。因此设置合适的静态工作点的目的是保证放大电路不产生失真。

2.2.2 输出波形分析

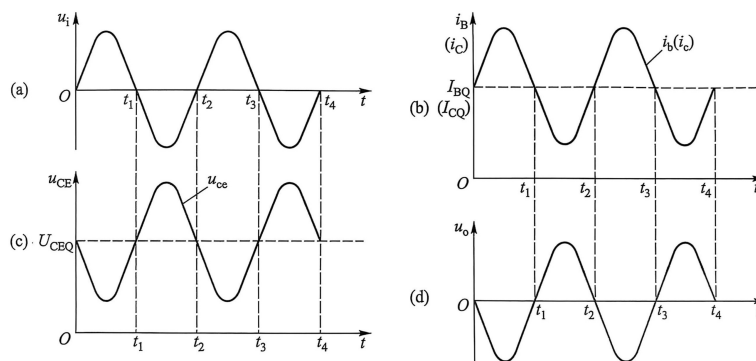


图 2.3: 基本共射放大电路的输出波形

当有输入电压时,基极电流在直流分量 I_{BQ} 基础上叠加一个交流分量 i_b ,总电流 $i_B = I_{BQ} + i_b$ 。则集电极电流也在 I_{CQ} 基础上叠加 i_c ,总电流 $i_C = I_{CQ} + i_c$ 。动态电流在 R_c 上产生动态电压且由于 $u_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$ 变化方向相反,因此产生变化方向相反的交变电压。

2.2.3 放大电路的组成原则

- 根据所用放大管类型提供直流电源,以设置合适的静态工作点,作为输出能源。
- 电阻取值得当,与电源配合,使放大管有合适的静态工作点。
- 输入信号能作用于输入回路。
- 负载接入时,放大管输出回路的动态电流能够作用于负载,使负载获得放大的信号电流或电压。

2.2.4 常用的两种共射放大电路

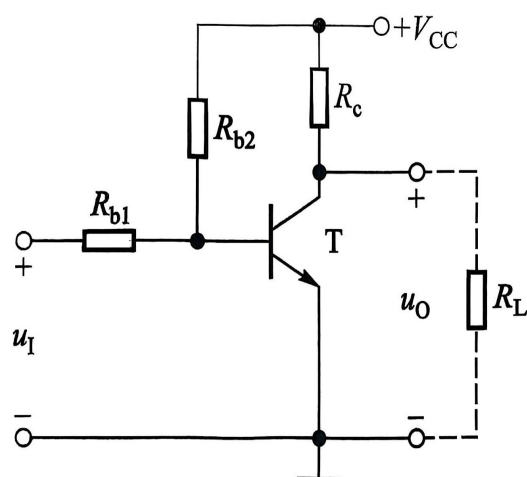


图 2.4: 直接耦合共射放大电路

为防止干扰,需要要求输入信号、直流电源、输出信号均有一端接在公共端,称为共地。则将基极电源和集电极电源合二为一,并配合偏置电阻 R_{b2} 设置合适的静态工作点,在基极回路串入限流电阻 R_{b1} ,这样就得到直接耦合放大电路,此时信号源和负载均与放大电路直接相连。

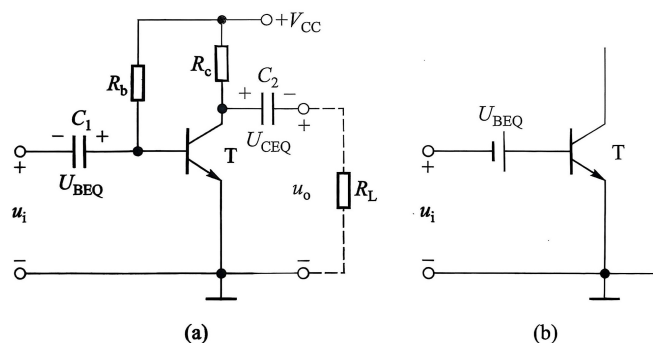


图 2.5: 阻容耦合共射放大电路

电容 C_1 连接信号源和放大电路, 电容 C_2 连接负载和放大电路, 由于电容的隔直通交, 去除输入回路的直流分量同时保证输入信号几乎无损加到放大电路, 负载电阻也不会有直流分量流过。需要耦合电容容量足够大以保证容抗足够小, 否则交流分量也会产生一定的损失。

2.3 放大电路的分析方法

2.3.1 直流通路与交流通路

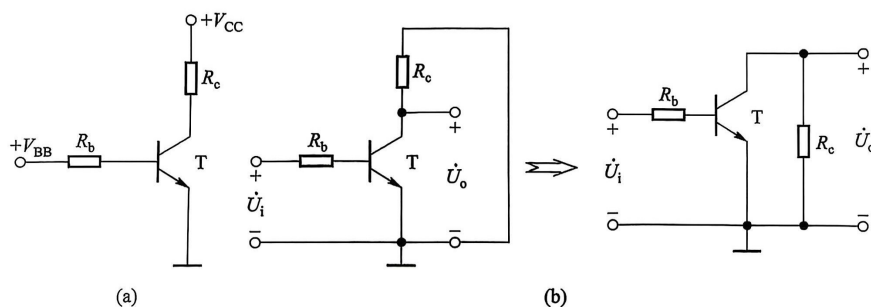


图 2.6: 基本共射放大电路的通路

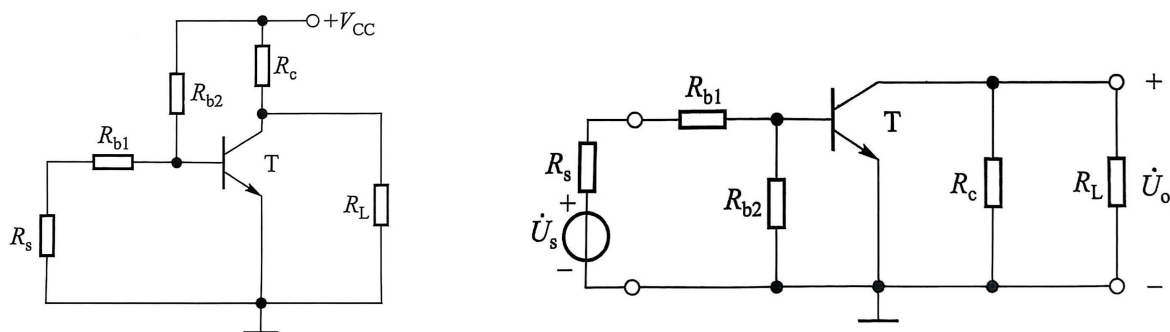


图 2.7: 直接耦合共射放大电路的通路

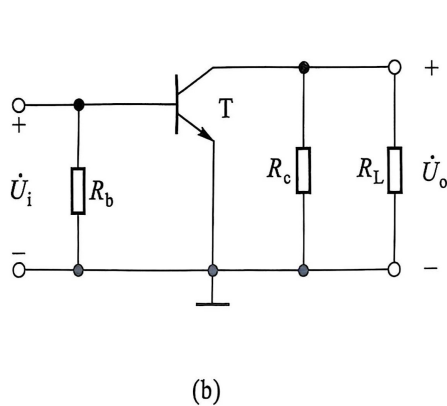


图 2.8: 阻容耦合共射放大电路的通路

直流通路是直流电源作用下电流流经的通路, 原则为: 电容视为开路, 电感视为短路, 信号源置零。交流通路是输入信号作用下电流流经的通路, 原则为: 电容视为短路, 无内阻的直流源置零。

2.3.2 图解法

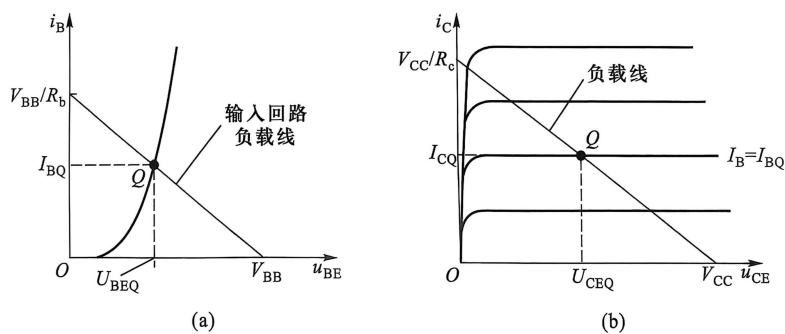


图 2.9: 图解法求工作点

在输入曲线上画出 $u_{BE} = V_{BB} - i_B R_b$ 所代表的直线，即输入回路负载线，与输入特性曲线的交点就是静态工作点 Q，该点的横纵坐标分别为 I_{BQ}, U_{BEQ} 。

在输出曲线上画出 $u_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$ 所代表的直线，即输出回路负载线，简称负载线，又由于是直流通路中的称为直流负载线，与 $I_B = I_{BQ}$ 对应的输出特性曲线的交点就是静态工作点 Q，横纵坐标分别为 I_{CQ}, U_{CEQ} 。

对于放大倍数的求解，又输入回路负载线确定 Δu_I 对应的 Δi_B ，然后在输出特性找到 $i_B = I_{BQ} + \Delta i_B$ 的输出曲线，由交点横坐标变化量得到输出电压 Δu_{CE} ，进而得到放大倍数 A_u 。

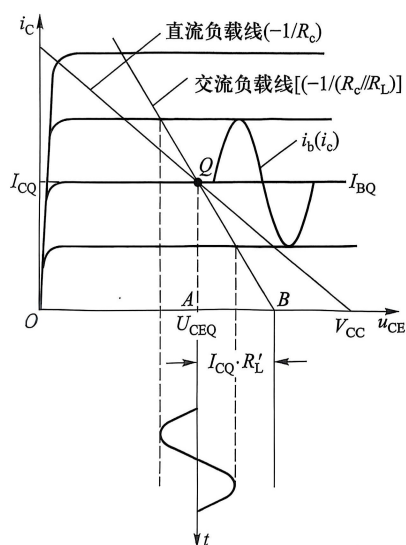


图 2.10: 直流负载线和交流负载线

对于阻容耦合放大电路，在输出曲线画负载线时，直流负载线为 $-\frac{1}{R_c}$ ，交流负载线为 $-\frac{1}{R_c // R_L}$ ，斜率不同，但是两条负载线都经过 Q 点。

波形失真

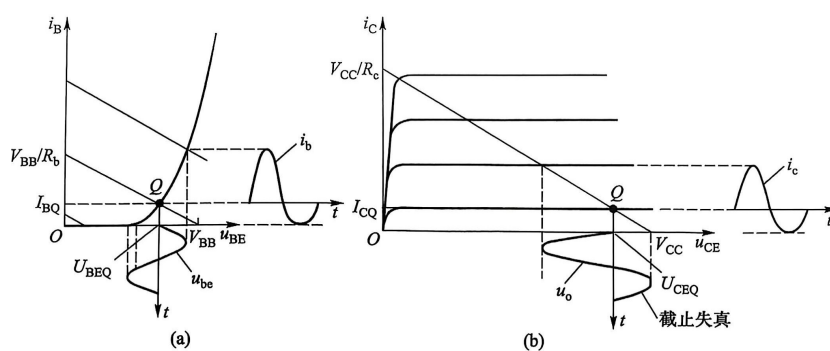


图 2.11: 截止失真

当 Q 点过低时, 输入信号负半周靠近峰值的时间内, 晶体管 $u_{BE} < U_{on}$, 晶体管截止, 电流出现底部失真, 而电压反向出现顶部失真, 此时为截止失真。

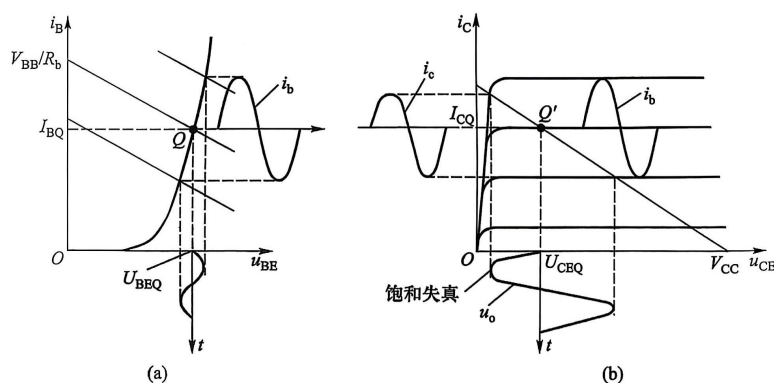


图 2.12: 饱和失真

当 Q 点过高时, 输入信号不失真, 但是输入信号正半周靠近峰值某段时间晶体管进入饱和区, 集电极动态电流 $i_C < \beta i_B$, 此时集电极电流产生顶部失真, 而电压反向产生底部失真, 此时为饱和失真。

图解法使用范围

图解法多用于输出幅值比较大而工作频率不太高的情况, 实际应用中多用于分析 Q 点位置、最大不失真输出电压和失真情况等。

2.3.3 等效电路法

直流模型

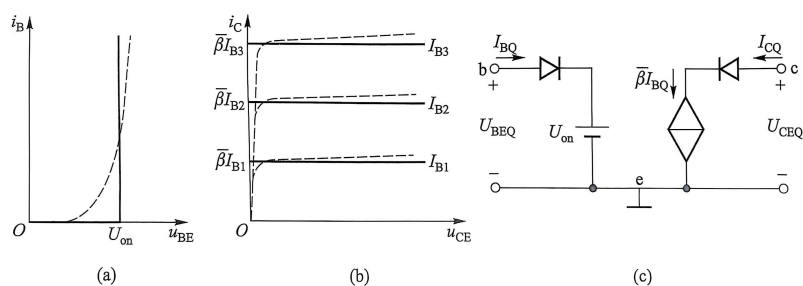


图 2.13: 三极管的直流等效电路

对 c-e 间电压 U_{BEQ} 取一个固定数值, 将输入特性折线化, 输入侧等效成直流恒压源。由集电极电流 $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$, 将输出特性等效为横轴的平行线, 输出侧等效为受控电流源。

交流模型

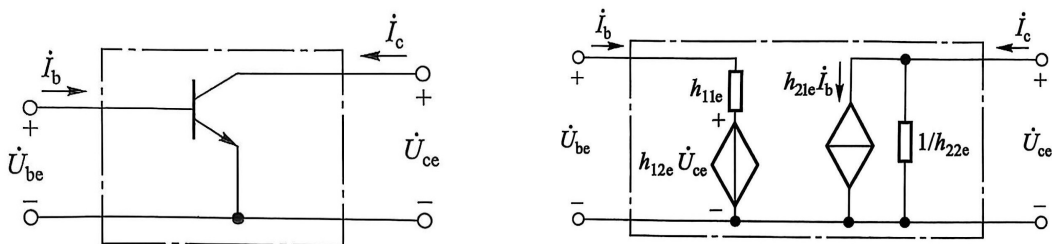


图 2.14: 三极管的 h 参数等效电路

对输入输出特性取全微分并整理成混合参数矩阵形式

$$\begin{cases} du_{BE} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} di_B + \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_C} \right|_{I_B} di_C \\ di_C = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} di_B + \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B} du_{CE} \end{cases}$$

其中混合参数为

$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} \quad h_{12} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_C} \right|_{I_B} \quad h_{21} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} \quad h_{22} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B}$$

h 参数的物理意义

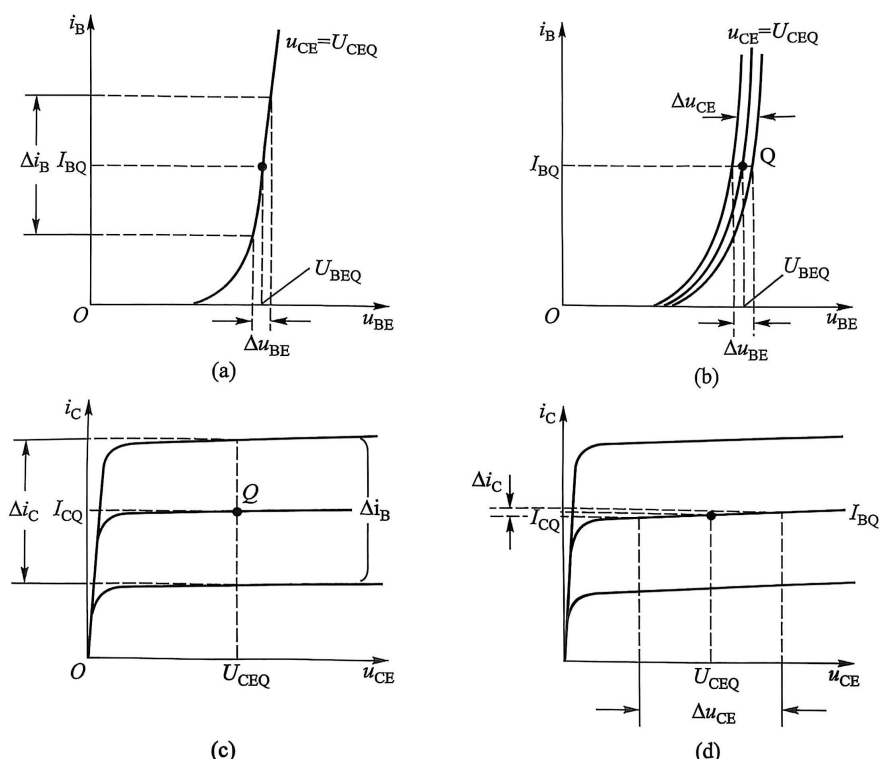


图 2.15: h 参数的物理意义

- $h_{11} = r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{CQ}}$ 为发射结的动态电阻, $U_T \approx 26mV$ 。
- h_{12} 反映输出电压对输入电压的影响, 为内反馈系数, 当 $U_{CE} \geq 1V$ 时内反馈系数很小。
- $h_{21} = \beta$ 为三极管的电流放大系数。
- $h_{22} = \frac{1}{r_{ce}}$ 为输出曲线上在 $i_B = I_{BQ}$ 时放大区直线的斜率, 值一般很小。

简化 h 参数模型

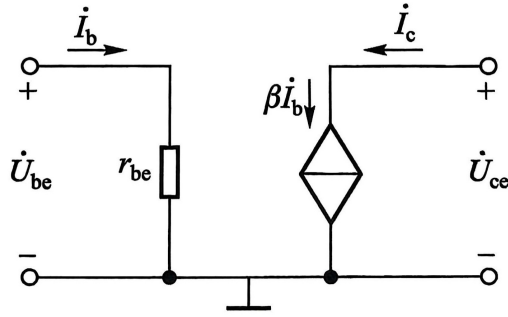


图 2.16: 三极管的简化 h 参数等效电路

简化 h 参数模型: 在 be 间接上 r_{be} , 在 ce 间接上受控电流源 $i_c = \beta i_b$

输入电阻的求解

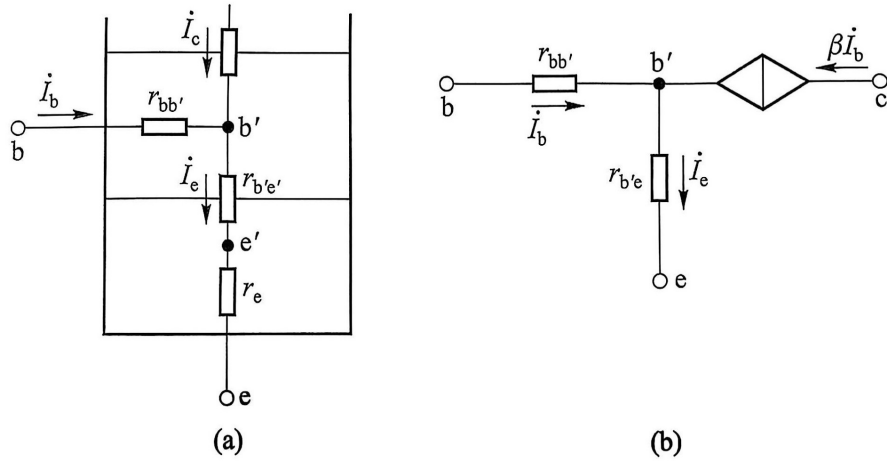


图 2.17: 三极管输入回路

输入回路有 $\dot{U}_{be} \approx \dot{I}_b r_{bb'} + \dot{I}_e r_{b'e'}$, 由 PN 结电流方程得

$$\frac{1}{r_{b'e'}} = \frac{di_E}{du} = \frac{1}{U_T} \cdot I_S \cdot e^{\frac{u}{U_T}} \approx \frac{1}{U_T} \cdot i_E \approx \frac{1}{U_T} \cdot I_{EQ}$$

则

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

动态参数分析

电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta \dot{I}_b R_c}{\dot{I}_b (R_b + r_{be})} = \frac{-\beta R_c}{R_b + r_{be}}$$

输入电阻 $R_i = R_b + r_{be}$, 输出电阻 $R_o = R_c$

2.3.4 稳定静态工作点的措施

引入直流电阻负反馈或者阻容耦合负反馈

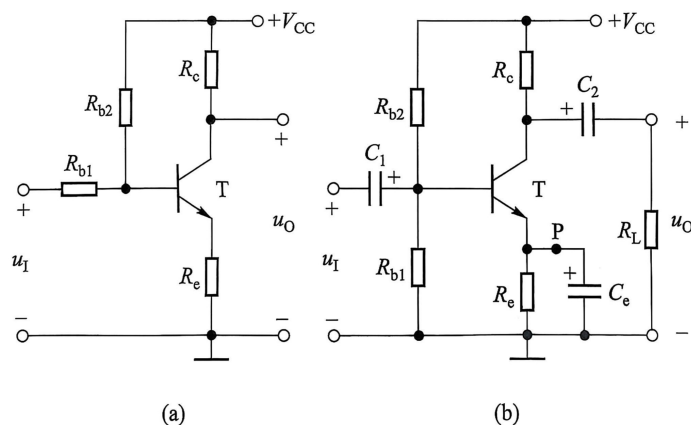


图 2.18: 引入发射极电阻负反馈

$$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \rightarrow I_C \uparrow (I_E \uparrow) \rightarrow U_E \uparrow (\text{因为 } U_{BQ} \text{ 基本不变}) \rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_C \downarrow$$

引入温度补偿

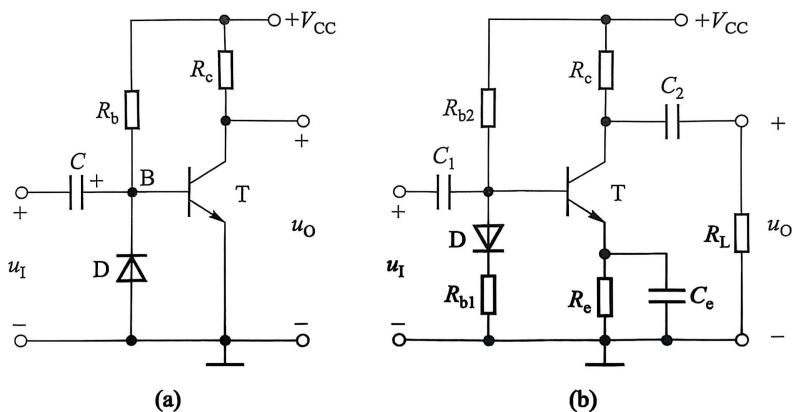


图 2.19: 温度补偿稳定静态工作点

$$T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \begin{cases} \rightarrow I_C \uparrow \\ \rightarrow I_R \uparrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_C \downarrow \end{cases} \quad T(^{\circ}\text{C}) \uparrow \begin{cases} \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow U_E \uparrow \\ \rightarrow U_D \downarrow \rightarrow U_B \downarrow \rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow I_C \downarrow \end{cases}$$

2.4 晶体管单管放大电路的三种基本组态

2.4.1 共集放大电路

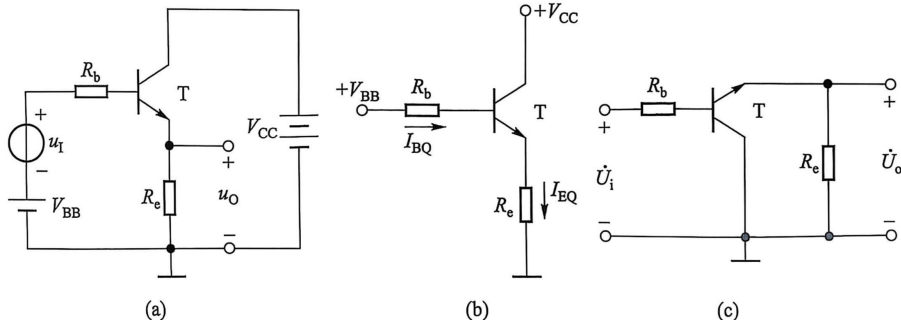


图 2.21: 基本共集放大电路

交流信号 u_i 输入时, 动态基极电流 i_b 伏载在 I_{BQ} 之上, 通过晶体管放大得到发射极电流 i_E , 交流分量在发射极电阻 R_e 上产生的交流电压即为输出电压 u_o 。输出电压由发射极获得, 也称为射极输出器。

输入回路方程: $V_{BB} = I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + (1 + \beta)I_{BQ}R_e$

静态工作点 Q 为

$$\begin{cases} I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e} \\ I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} \\ U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e \end{cases}$$

电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{I_e R_e}{I_b(R_b + r_{be}) + I_e R_e} = \frac{(1 + \beta)R_e}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e}$$

因此输出与输入同相且 $U_o < U_i$ 。电路无放大能力, 但是输出电流远大于输入电流, 仍有有功率放大能力。

输入电阻

$$R_i = \frac{I_b(R_b + r_{be}) + I_e R_e}{I_b} = R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e$$

发射极电阻 R_e 等效到基极回路时放大了 $(1 + \beta)$ 倍, 因此输入电阻大得多。

输出电阻

$$R_o = \frac{U_o}{\frac{U_o}{R} + (1 + \beta)\frac{U_o}{R_b + r_{be}}} = R_e // \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta}$$

基极回路电阻等效到射极时, 减小到原来 $1/(1 + \beta)$ 倍, 因此输出电阻较小。

2.4.2 共基放大电路

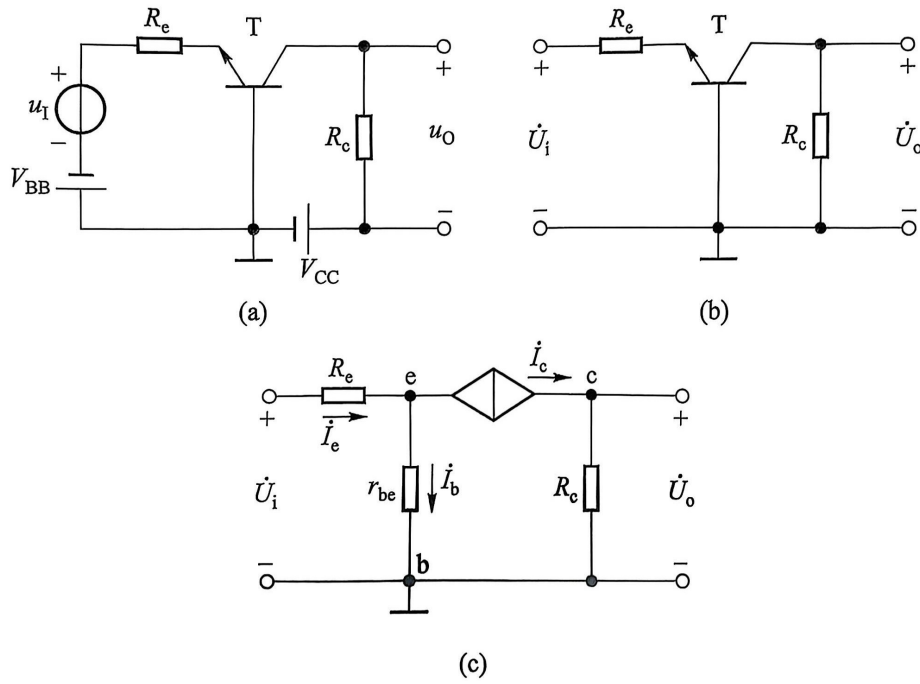


图 2.22: 基本共基放大电路

令 $\dot{U}_i = 0$, 则发射极电位 $U_{EQ} = -U_{BE}$, 集电极电位 $U_{CQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c$, 则静态工作点 Q 为

$$\begin{cases} I_{EQ} = \frac{V_{BB} - U_{BEQ}}{R_e} \\ I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} \\ U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c + U_{BEQ} \end{cases}$$

电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{I_c R_c}{I_e R_e + I_b r_{be}} = \frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

由于输出电流为 i_C , 而输入电流为 i_E , 因此无电流放大能力, 但是认为 R_e 为信号源内阻时, 放大倍数与阻容耦合共射放大电路相同, 因此有足够大电压放大能力, 实现功率放大。且输出电压与输入电压同相。

输入电阻

$$R_i = \frac{I_e R_e + I_b r_{be}}{I_e} = R_e + \frac{r_{be}}{(1 + \beta)}$$

be 体电阻 r_{be} 等效减小了 $(1 + \beta)$ 倍, 因此输入电阻小。

输出电阻 $R_o = R_c$, 与共射电路相同。

表 1: 三种基本组态放大电路的性能比较

组态	共射放大电路	共集放大电路	共基放大电路
电压增益	$\dot{A}_u = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}}$	$\dot{A}_u = \frac{(1 + \beta)R_e}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e} < 1$	$\dot{A}_u = \frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta)R_e}$
输入电阻	$R_i = R_b + r_{be}$	$R_i = R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e$, 大	$R_i = R_e + \frac{r_{be}}{1 + \beta}$
输出电阻	$R_o = R_c$	$R_o = R_e // \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta}$, 小	$R_o = R_c$
通频带	窄	中等	宽
特点	反相输出	电压跟随, 射极输出器	电流跟随
作用	低频放大电路的单元电路	放大电路的输入级和输出级	宽频带放大电路

2.5 场效应管放大电路

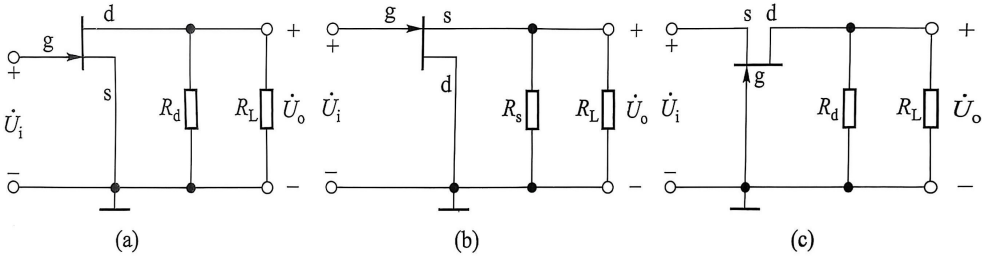


图 2.23: 场效应管的三种组态

2.5.1 单电源供电的两种电路

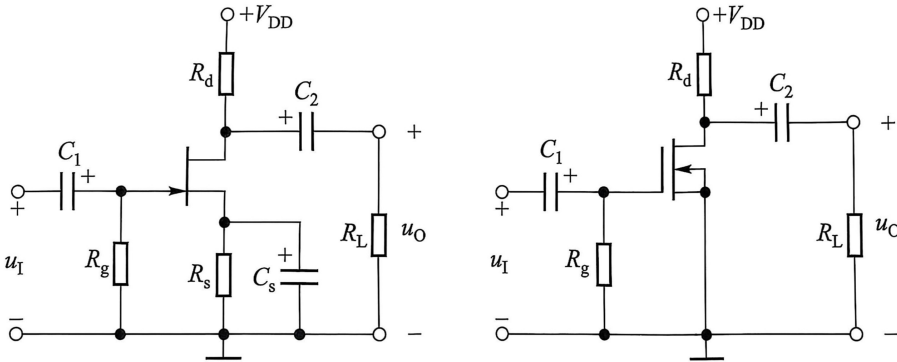


图 2.24: 自给偏压放大电路

静态时，栅极电流为零，电阻 R_g 上的电流为零，栅极电位 $U_{GQ} = 0$ ，而漏极电流流过源极电阻产生电压 $U_{SQ} = I_{DQ}R_s$ ，则栅-源静态电压 $U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = -I_{DQ}R_s$ ，因此提供负偏压。

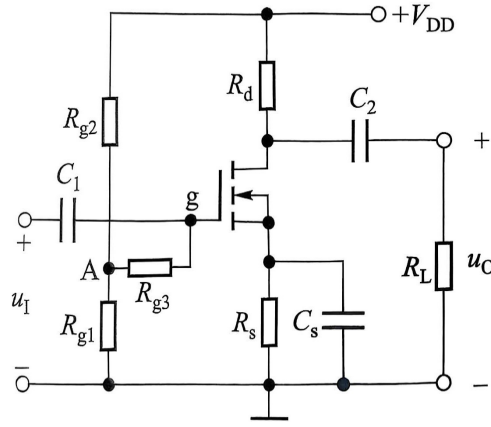


图 2.25: 分压式偏置电路

依靠 R_{g1} 与 R_{g2} 对电源 V_{DD} 分压来设置偏压。

静态时，由于栅极电流为零，所以电阻 R_{g3} 上的电流为零，栅极电位和源极电位分别为

$$U_{GQ} = U_A = \frac{R_{g1}}{R_{g1} + R_{g2}} \cdot V_{DD} \quad U_{SQ} = I_{DQ} R_s$$

因此，栅-源电压

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = \frac{R_{g1}}{R_{g1} + R_{g2}} \cdot V_{DD} - I_{DQ} R_s$$

2.5.2 场效应管的 h 参数等效模型

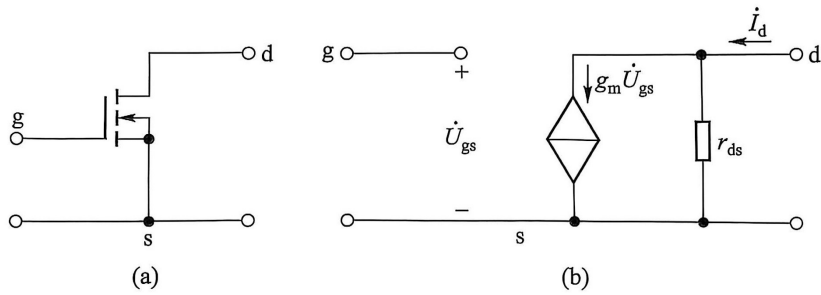


图 2.26: MOS 管的 h 参数等效模型

可以认为栅极电流为零，栅-源之间只有电压存在，对输出特性取全微分得

$$di_D = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{U_{DS}} du_{GS} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \right|_{U_{GS}} du_{DS}$$

其中令

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{U_{DS}} \quad \frac{1}{r_{ds}} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \right|_{U_{GS}}$$

再利用小信号线性等效得

$$\dot{I}_d = g_m \dot{U}_{gs} + \frac{1}{r_{ds}} \dot{U}_{ds}$$

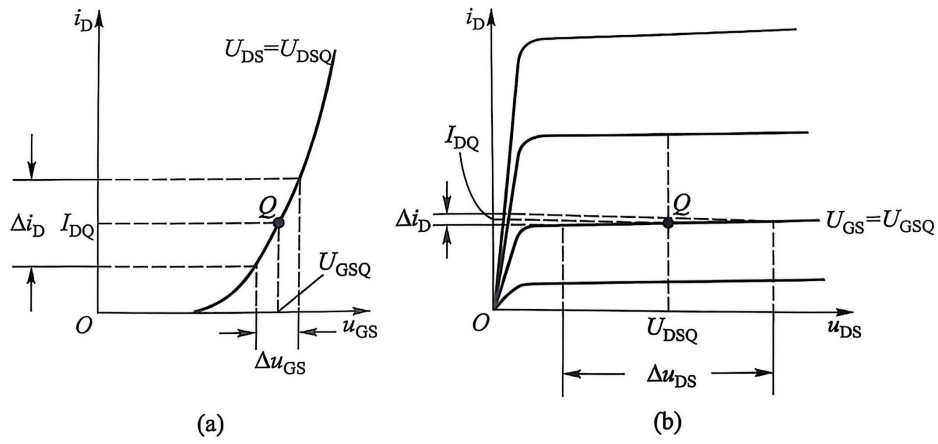


图 2.27: MOS 管 h 参数求解

r_{ds} 是 $U_{GS} = U_{GSQ}$ 这条输出特性曲线上 Q 点斜率的倒数，描述曲线上翘的程度，通常很大，可以忽略电阻电流。而跨导可以对电流方程求导得到，以下为增强型 MOS 管的跨导

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{U_{DS}} = \frac{2I_{DO}}{U_{GS(th)}} \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right) \bigg|_{U_{DS}} = \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{DO} i_D}$$

2.5.3 共漏放大电路

静态分析：联立输入回路方程 $V_{GG} = U_{GSQ} + I_{DQ}R_s$ 和电流方程 $I_{DQ} = I_{DO} \left(\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$ 联立得漏极静态电流 I_{DQ} ，然后根据输出回路方程 $U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}R_s$ 求出管压降。

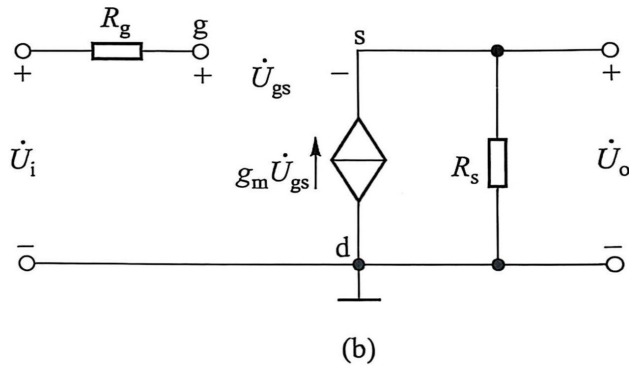


图 2.28: 基本共漏放大电路的交流等效

电压放大倍数

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{I}_d R_s}{\dot{U}_{gs} + \dot{I}_d R_s} = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$$

输入电阻 $R_i = \infty$

输出电阻

$$R_o = R_s // \frac{1}{g_m}$$

2.5.4 共源放大电路

静态分析：联立输入回路方程 $V_{GG} = U_{GSQ} + I_{DQ}R_s$ 和电流方程 $I_{DQ} = I_{DO}(\frac{V_{GG}}{U_{GS(th)}} - 1)^2$ 联立得漏极静态电流 I_{DQ} ，然后根据输出回路方程 $U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}R_s$ 求出管压降。

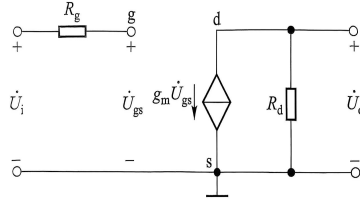


图 2.29: 基本共源放大电路的交流等效

电压放大倍数

$$\dot{A}_u = \frac{-\dot{I}_d R_d}{\dot{U}_{gs}} = -g_m R_d$$

输入电阻 $R_i = \infty$ ，输出电阻 $R_o = R_d$ 。

2.6 复合管放大电路

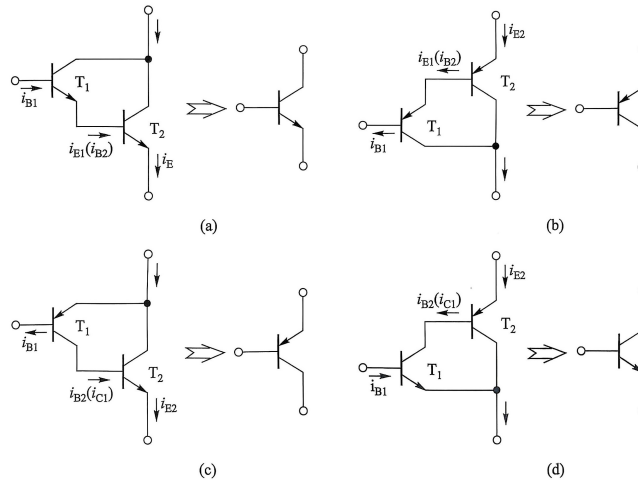


图 2.30: 三极管-三极管复合管

两个晶体管级联组成的复合管，等效成和 T_1 相同类型的晶体管。电流放大系数 $\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2 \approx \beta_1\beta_2$

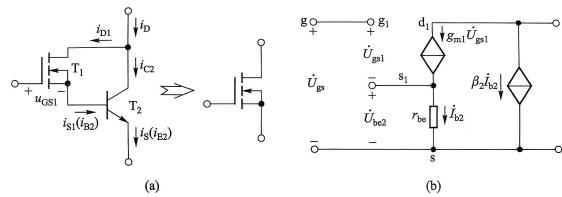


图 2.31: MOS 管-三极管复合管

MOS 管级联晶体管，等效成 MOS 管，跨导 $g_m = \frac{(1 + \beta_2)g_{m1}}{1 + g_{m1}r_{be}} \approx \frac{\beta_2 g_{m1}}{1 + g_{m1}r_{be}}$

3 集成放大电路

3.1 多级放大电路的一般问题

3.1.1 耦合方式

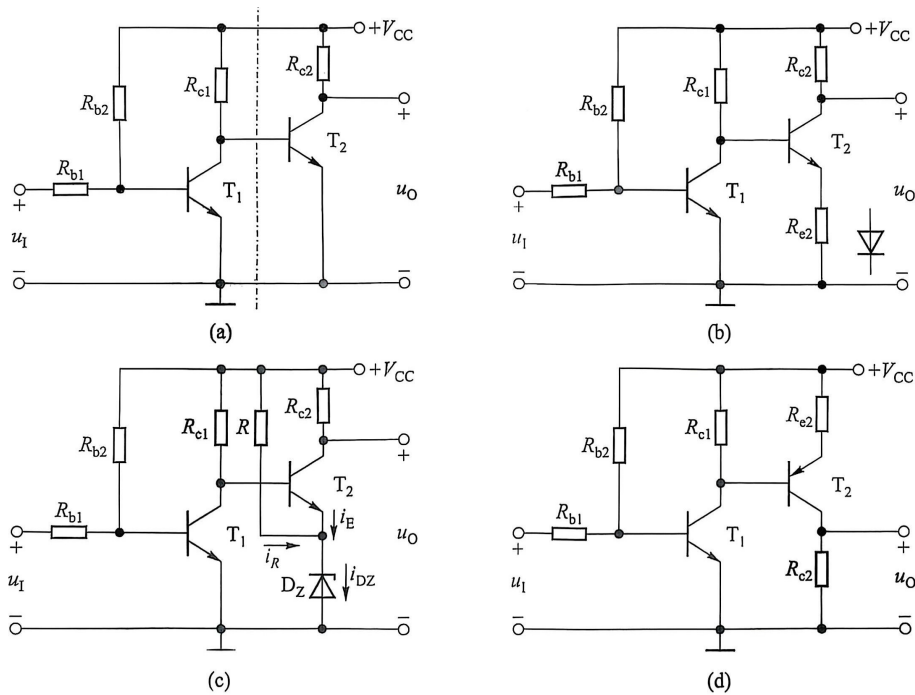


图 3.1.1
直接耦合放大电路静态工作点的设置
(a) 前级的输出直接接到后级的输入 (b) 为增大 U_{ce1} 而加 R_e 或二极管
(c) 后级发射极电阻用稳压管替代 (d) NPN 和 PNP 管混合使用

图 3.1: 直接耦合

直接耦合：前一级的输出端直接和后一级的输入端相连，低频特性良好，易于集成，但是静态工作点相互影响，存在零点漂移现象。

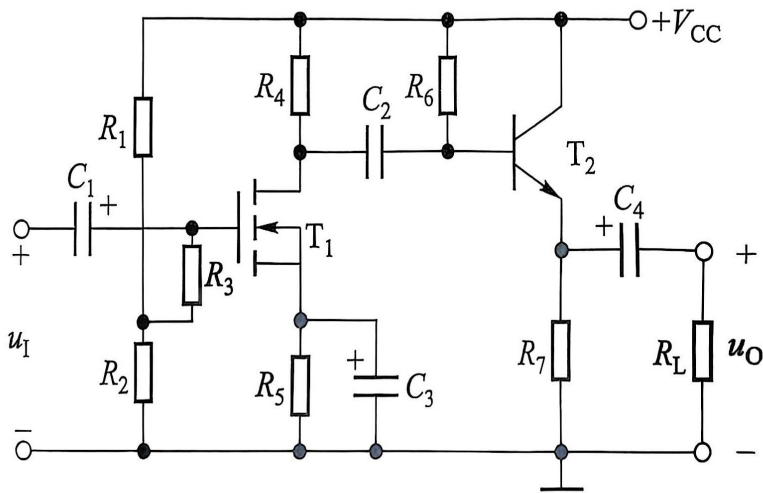


图 3.2: 阻容耦合

阻容耦合：前一级的输出端通过电容接入后一级的输入端，低频特性差，不利于集成，但是各级静态工作点独立，分析设计容易。

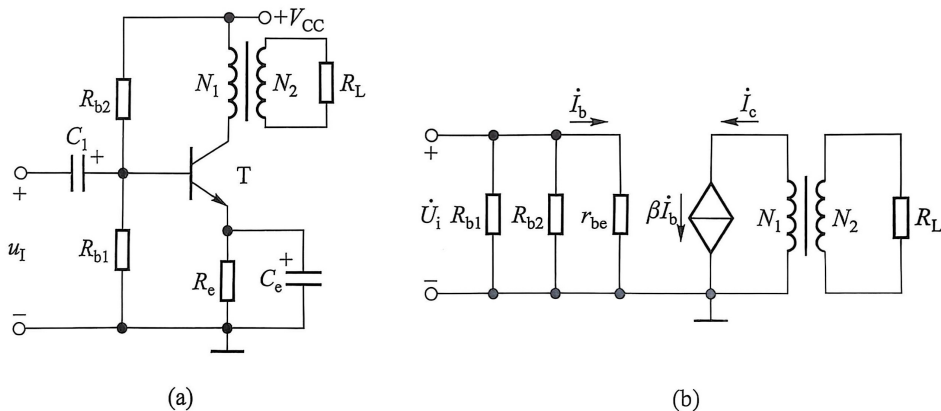


图 3.3: 变压器耦合

变压器耦合：前级输出端通过变压器接到后级的输入端或者负载电阻，各级静态工作点独立，低频特性更差，更不利于集成，但是可以进行阻抗变换。

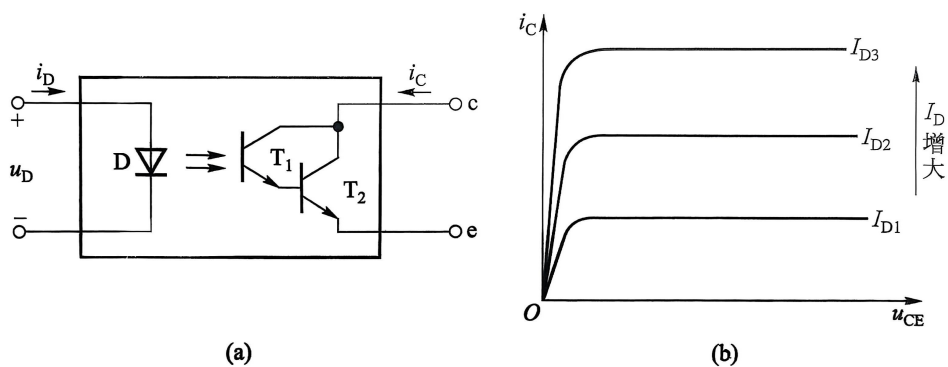


图 3.4: 光电耦合

光电耦合：以光信号为媒介实现电信号的耦合和传递，抗干扰能力强。

3.1.2 性能指标

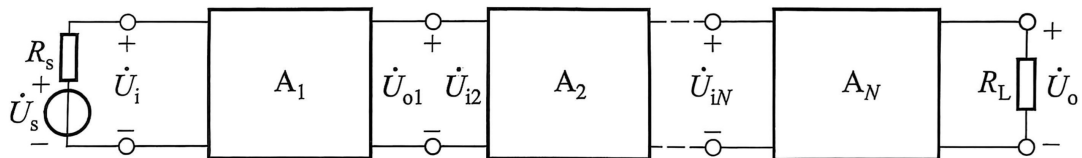


图 3.5: 多级放大电路框图

电压增益： $\dot{A}_u = \prod_{k=1}^N \dot{A}_{uk}$

输入阻抗： $R_i = R_{i1}$

输出阻抗： $R_o = R_{o1}$

3.2 集成运算放大电路的单元电路

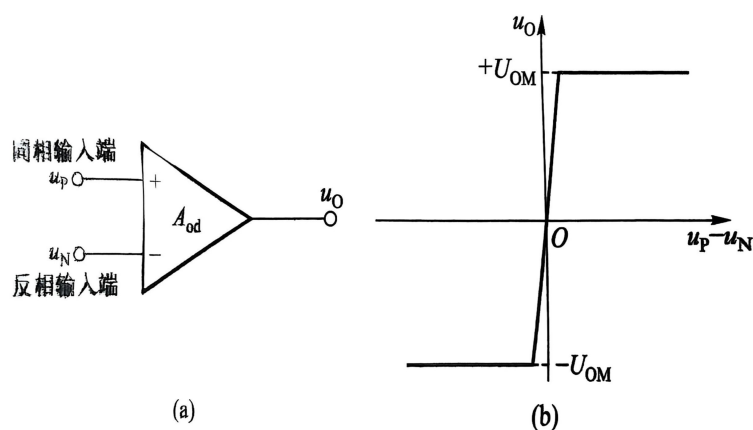


图 3.6: 集成运算放大器的符号和电压传输特性

输入级采用双端输入的高性能差分放大电路抑制零点漂移现象；中间级采用直接耦合的共射放大电路或共源放大电路，采用复合管做放大管，以恒流源作集电极负载；输出级采用互补输出级，输出电压线性范围宽，输出电阻小；偏置电路采用电流源电路，用于设置各级放大电路的静态工作点。

正负电源供电的集成运放有线性放大区域（线性区）和饱和区域（非线性区）两部分。线性区曲线斜率为集成运放的差模开环放大倍数 A_{od} ，非线性区输出电压为 $\pm U_{OM}$ 。

3.2.1 差分放大电路

由直流负反馈的 Q 点稳定电路可知，温度变化在 R_e 上产生变化电压，影响了 be 间静态电压从而减小温漂，但是直接耦合方式这种误差会逐级放大。如果能够找到一个串联在输出端的受温度控制的直流源 $V = U_{CQ}$ ，那么输出电压就只有动态部分，与温漂没有关系。如果采用电路参数完全相同、管子特性也完全相同的电路，那么两支管子的集电极静态电位在温度变化时将时时相等，以两集电极电位差作为输出即可克服温漂。

大小相等极性相反的信号为差模信号。大小相等极性相同的信号为共模信号。

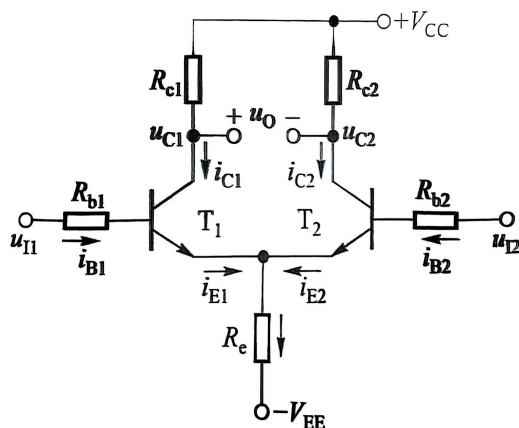


图 3.7: 长尾式差分放大电路

静态分析 负反馈电阻电流 $I_{R_e} = I_{EQ1} + I_{EQ2} = 2I_{EQ}$, 基极回路方程 $I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + 2I_{EQ}R_e = V_{EE}$, 解得

$$I_{EQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_e}$$

动态分析 电路参数理想对称, 温度变化时管子电流变化完全相同, 将温漂等效成共模信号。

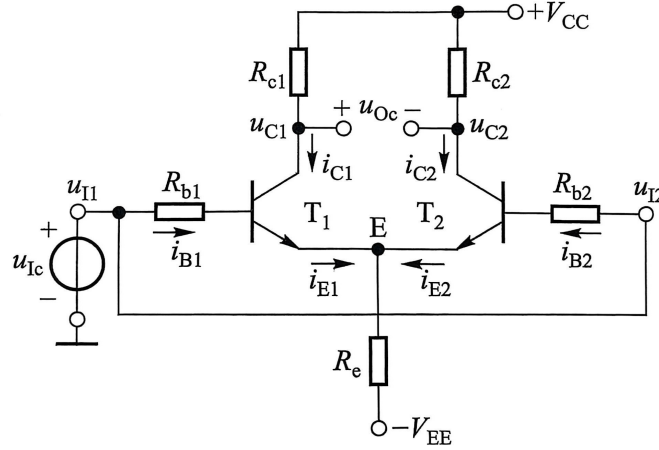
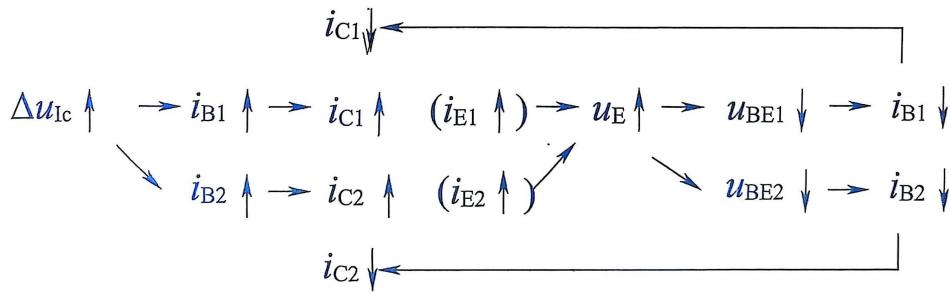


图 3.8: 加共模信号时的等效电路



因为 $\Delta u_E = \Delta i_E(2R_e)$, 因此对共模信号而言, 发射极等效电阻为 $2R_e$, 负反馈作用使共模信号被抑制。用共模放大倍数 $A_c = \frac{\Delta u_{Oc}}{\Delta u_{Ic}}$ 来描述差分放大电路对共模信号的抑制能力。理想情况下共模信号被完全抑制, $A_c = 0$ 。

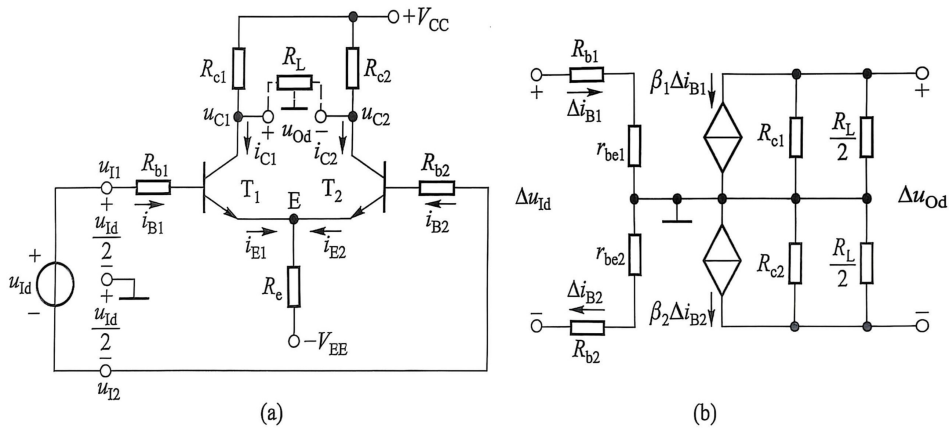


图 3.9: 加差模信号时的等效电路

由于 E 点电位在差模信号作用下不变, 相当于接地, 负载电阻中点电位在差模信号作用下也不变, 也相当于接地, 则 R_L 被分成两部分, 分别接在两管的 ce 之间。

$$\text{输入差模信号的差模放大倍数 } A_d = \frac{\Delta u_{Od}}{\Delta u_{Id}} = -\frac{\beta(R_c // \frac{R_L}{2})}{R_b + r_{be}}$$

输入电阻 $R_i = 2(R_b + r_{be})$ 是单管放大电路的两倍, 输出电阻 $R_o = 2R_c$ 也是单管放大电路的两倍。

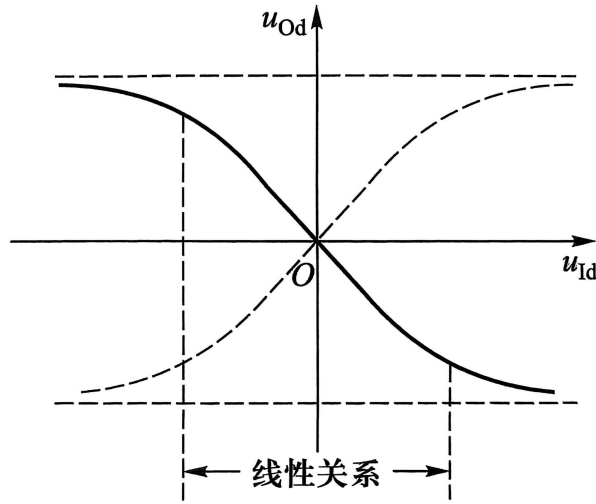


图 3.10: 差分放大电路的电压传输特性

特性曲线中实线的表达式为 $u_{Od} = i_C R_c \text{th}(-\frac{u_{Id}}{2U_T})$

差分放大电路的四种接法

由于双端输入、双端输出的差分放大电路输入和输出端均没有接地, 实际应用中常将信号源一端接地或者将负载一端接地, 构成另外三种接法如下。

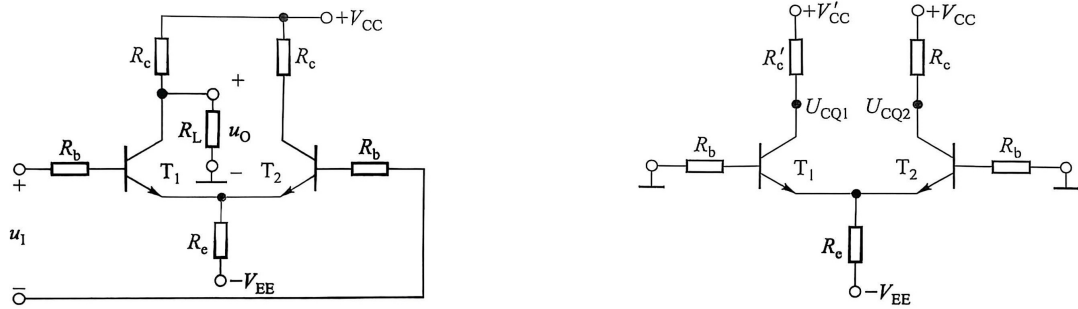


图 3.11: 双路输入、单路输出的差分放大电路

等效电路中由戴维宁等效出 $V'_{CC} = \frac{R_L}{R_c + R_L} \cdot V_{CC}$, $R'_c = R_c // R_L$

虽然静态基极电流相等, 但是输出回路的不对称使集电极电位不等, 且有

$$U_{CQ1} = V'_{CC} - I_{CQ} R'_c$$

$$U_{CQ2} = V_{CC} - I_{CQ} R_c$$

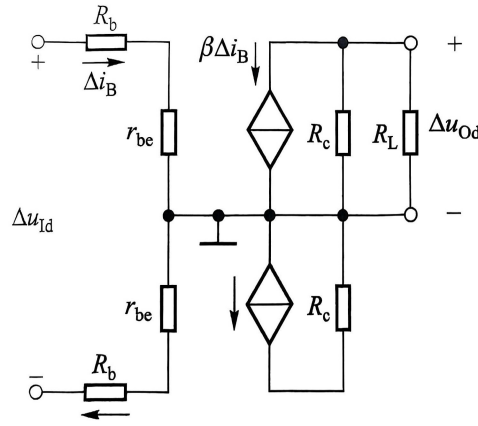


图 3.12: 双路输入、单路输出的差分放大电路对差模信号的等效电路

由于输出信号仅取自一个管子，则差模放大倍数 $A_d = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}}$ ，且输出电阻 $R_o = R_c$ 为双端输出的一半，而输入电阻不变为 $2(R_b + r_{be})$ 。

若输出取自另一个管子，则输出与输入同相。

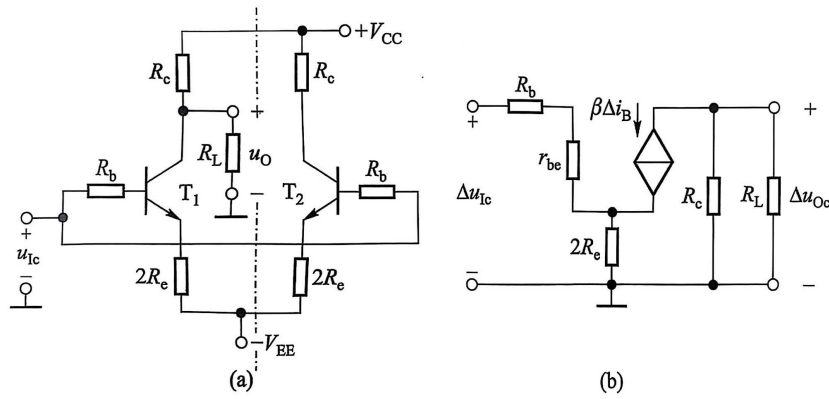


图 3.13: 双路输入、单路输出的差分放大电路对共模信号的等效电路

发射极电位变化量 $\Delta u_E = 2\Delta i_E R_e$ ，则可认为每只管子流过 $2R_e$ 造成的。与输出有关的管子等效如上右图所示，则共模放大倍数 $A_c = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}$ 。

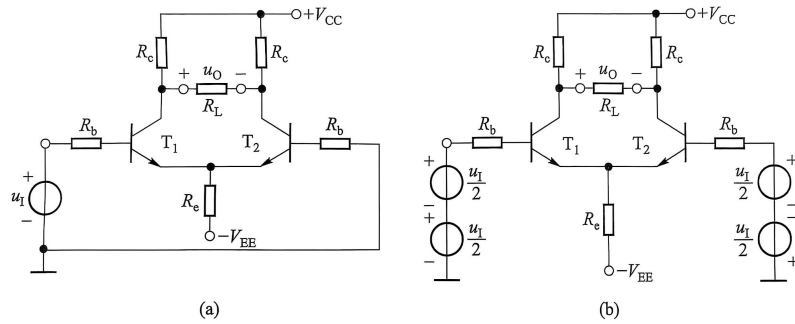


图 3.14: 单路输入、双路输出的差分放大电路

将信号做变化，输入信号一端分为两个串联的信号源，数值均为 $\Delta u_I/2$ 且极性相同；而接地一端也等效为两个串联的信号源，数值均为 $\Delta u_I/2$ 且极性相反。因此输入的差模信号不变，但是输入差模时也会输入共模信

号。因此输出电压

$$\Delta u_O = A_d \Delta u_I + A_c \frac{\Delta u_I}{2}$$

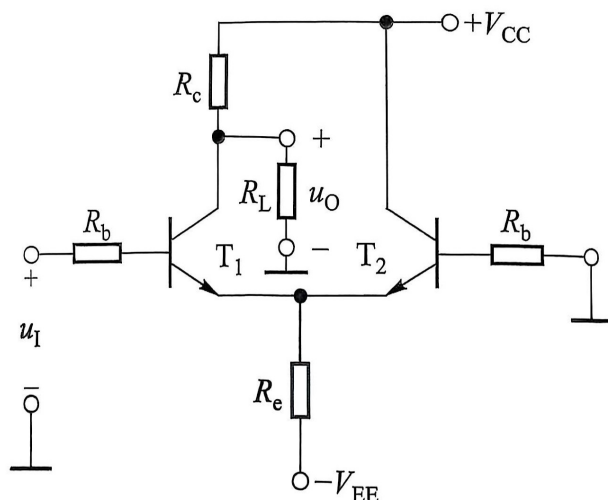


图 3.15: 单路输入、单路输出的差分放大电路

单路输入单路输出的差分放大电路常将不输出信号一边的 R_c 省掉, 分析思路和上面一致。

四种接法总结

1. 输入电阻均为 $2(R_b + r_{be})$

2. 双端输出时, $A_d = -\frac{\beta(R_e // \frac{R_L}{2})}{R_b + r_{be}}$, $A_c = 0$, $R_o = 2R_e$;

单端输出时, $A_d = -\frac{\beta(R_e // R_L)}{2(R_b + r_{be})}$, $A_c = -\frac{\beta(R_e // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e}$, $R_o = R_e$

3. 单端输入时, 差模信号的输入伴随着共模信号的输入。 $\Delta u_{Id} = \Delta u_I$, $\Delta u_{Ic} = \frac{\Delta u_I}{2}$, $\Delta u_o = A_d \Delta u_I + A_c \frac{\Delta u_I}{2}$

改进型差分放大电路

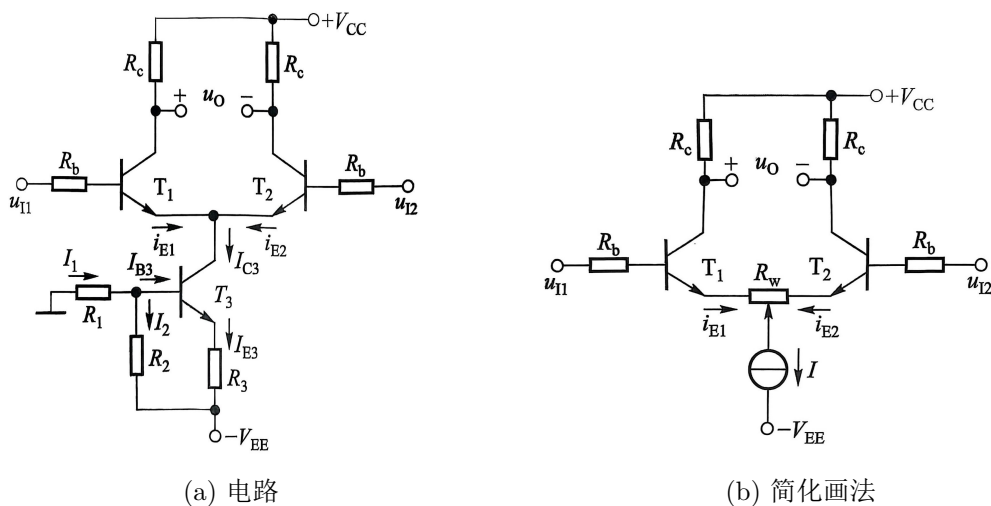


图 3.16: 带恒流源的差分放大电路

若 $R_e = \infty$, 则 $A_c \equiv 0$, 但是此时电源电压在故障时会全部加在放大管上, 对管子耐压有很高要求, 因此需要采用较低电源电压和较高等效电阻的发射极电路, 电流源电路能满足。利用工作点稳定电路取代 R_e 得到电流源电路。 $I_2 \gg I_{B3}$, 这样 $I_1 \approx I_2$, $U_{R2} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{EE}$, 则集电极电流

$$I_{C3} \approx I_{E3} = \frac{U_{R2} - U_{BE3}}{R_3}$$

几乎不变, 可以等效成一个恒流源, 差放管的发射极静态电流 $I_{EQ1} = I_{EQ2} = \frac{1}{2} I_{C3}$ 。

3.2.2 电流源电路

为各级放大电路提供合适的静态电流, 作为有源负载取代高阻值电阻提高放大电路的放大能力。

镜像电流源

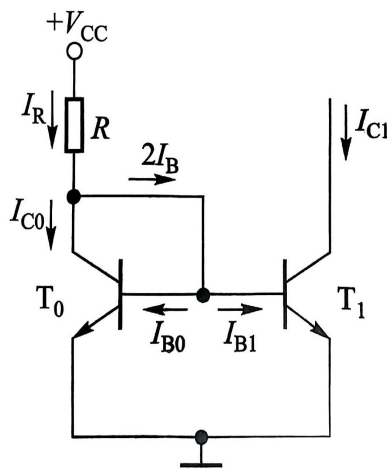


图 3.17: 镜像电流源

由于 $U_{CE0} = U_{BE0}$, 两个管子工作在放大状态, 基极电流 $I_{B0} = I_{B1} = I_B$, 集电极电流 $I_{C0} = I_{C1} = \beta I_B$

$$I_R = I_{C0} + 2I_B \Rightarrow I_{C1} = I_{C0} = \frac{\beta}{\beta + 2} I_R \approx I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R}$$

比例电流源

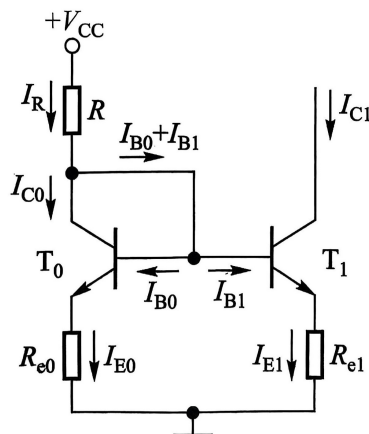


图 3.18: 比例电流源

由电路得: $U_{BE0} + I_{E0}R_{e0} = U_{BE1} + I_{E1}R_{e1}$, 又有 $U_{BE0} - U_{BE1} \approx U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}}$, 代入得

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

在 $\beta \gg 2$ 时, $I_{C0} \approx I_{E0} \approx I_R, I_{C1} \approx I_{E1}$, 则 $I_{C1} \approx \frac{R_{e0}}{R_{e1}}I_R + \frac{U_T}{R_{e1}} \ln \frac{I_R}{I_{C1}}$, 忽略对数项得:

$$I_{C1} = \frac{R_{e0}}{R_{e1}}I_R \approx \frac{R_{e0}}{R_{e1}} \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R + R_{e0}}$$

微电流源

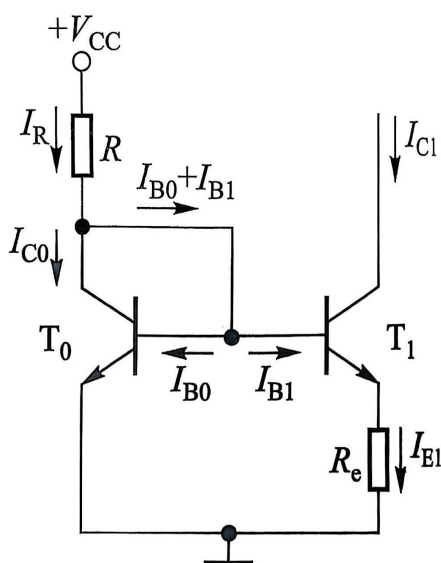
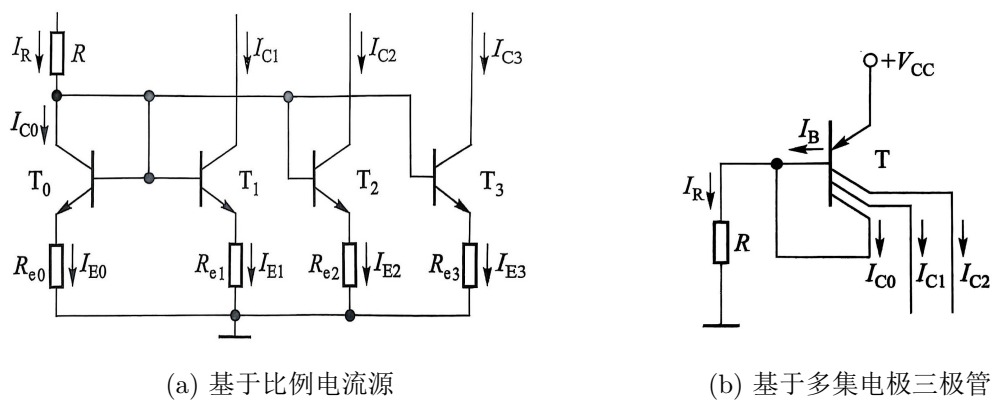


图 3.19: 微电流源

由比例电流源得 $I_{C1} \approx \frac{U_T}{R_e} \ln \frac{I_R}{I_{C1}}$, 其中 $I_R \approx \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R}$

多路电流源



(a) 基于比例电流源

(b) 基于多集电极三极管

图 3.20: 多路电流源

改进型电流源电路

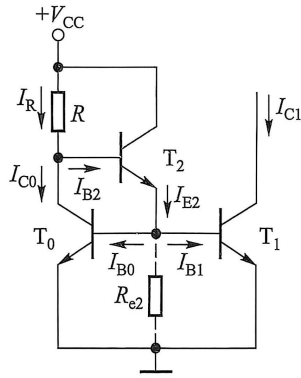


图 3.3.19

加射极输出器的电流源

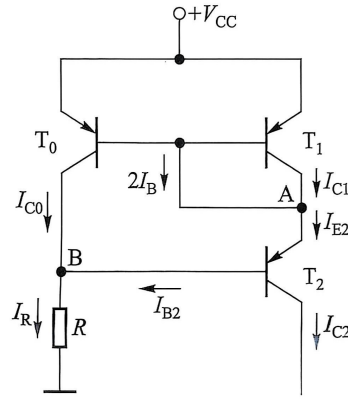


图 3.3.20

威尔逊电流源

图 3.21: 改进型电流源电路

在镜像电流源 T_0 的集电极与基极之间增加一只射极输出的晶体管 T_2 ，即可构成射极输出器的电流源，利用 T_2 的电流放大作用，减小了基极电流 I_{B0}, I_{B1} 对基准电流 I_R 的分流。输出电流为

$$I_{C1} = I_{C0} = I_R - I_{B2} = I_R - \frac{I_{E2}}{1 + \beta} = I_R - \frac{2I_B}{1 + \beta} = I_R - \frac{2I_{C1}}{(1 + \beta)\beta}$$

因此

$$I_{C1} = \frac{I_R}{1 + \frac{2}{\beta(1 + \beta)}} \approx I_R$$

威尔逊电流源中 I_{C2} 为输出电流， T_1 管 ce 串联在 T_2 管的发射极，与直流负反馈的 R_e 作用相同，因为 ce 间等效电阻大，所以可以使输出电流稳定。

由于 A 点电流方程为 $I_{E2} = I_C + 2I_B = I_C \frac{2I_C}{\beta}$ ，所以

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 2} \cdot I_{E2} = \frac{\beta}{\beta + 2} \cdot \frac{1 + \beta}{\beta} I_{C2} = \frac{\beta + 1}{\beta + 2} I_{C2}$$

在 B 点有

$$I_R = I_{B2} + I_C = \frac{I_{C2}}{\beta} + \frac{\beta + 1}{\beta + 2} I_{C2} = \frac{\beta^2 + 2\beta + 2}{\beta^2 + 2\beta} I_{C2}$$

解得输出电流

$$I_{C2} = \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right) I_R \approx I_R$$

以电流源为有源负载的放大电路

在共射或共源放大电路中，为了提高电压放大倍数的数值，行之有效的方法是增大集电极电阻 R_c 或漏极电阻 R_d 。然而，为了维持晶体管或场效应管的静态电流不变，在增大 R_c 或 R_d 的同时必须提高电源电压。当电源电压增大到一定程度时，电路的设计就变得不合理了。在集成运放中，常用电流源电路取代 R_c 或 R_d ，这样在电源电压不变的情况下，既可获得合适的静态电流，对于交流信号，又可得到很大的等效的 R_c 或 R_d 。

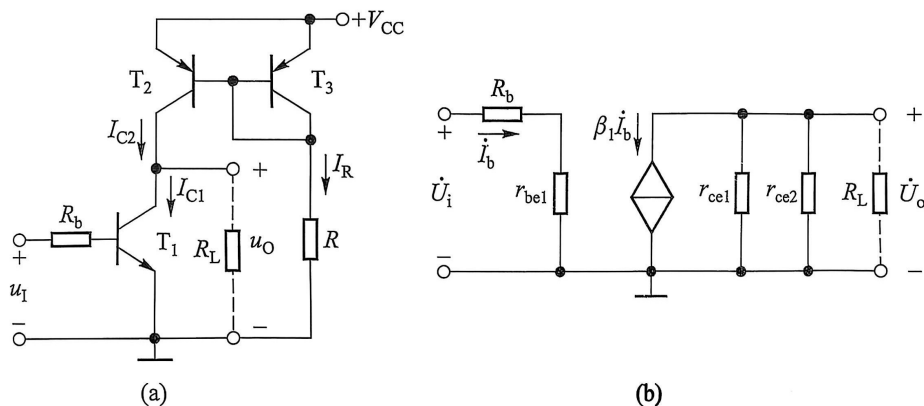


图 3.22: 电流源负载

基准电流 $I_R = \frac{V_{CC} U_{EB3}}{R}$, 则静态集电极电流 $I_{CQ1} = I_{C2} = \frac{\beta}{\beta + 2} I_R$ 。输入的直流分量提供的基极电流 $I_{BQ1} = I_{CQ1} / \beta_1$ 不能产生冲突。带上负载后静态电流将会有所变化。

若负载电阻很大, $1/h_{22}$ 不能视为无穷大, 此时电压放大倍数

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

3.2.3 直接耦合互补输出级

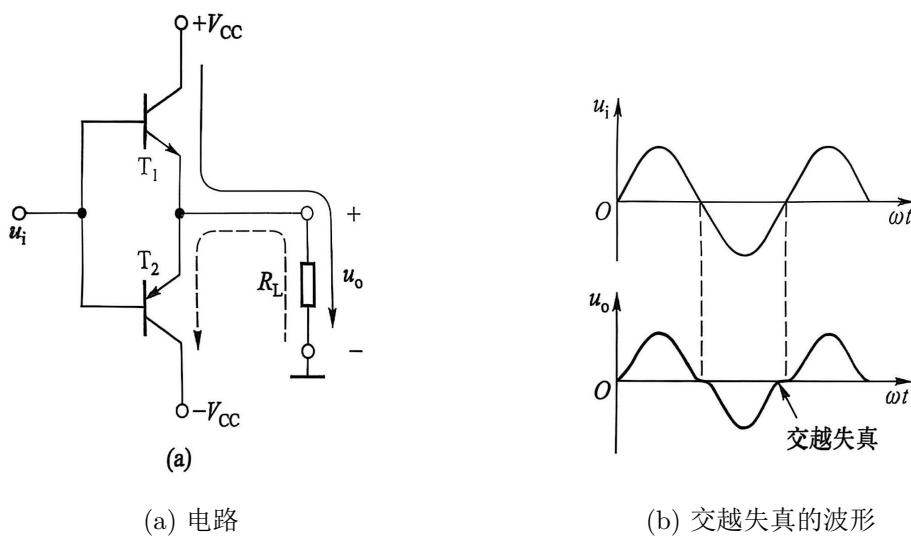


图 3.23: 互补输出级

利用特性对称、参数相同的 NPN 型管 T_1 和 PNP 型管 T_2 构成互补输出级, 电路实现双向跟随。但是当 $u_i < U_{on}$ 时, 两管都处于截止状态, 产生交越失真。

消除交越失真的电路

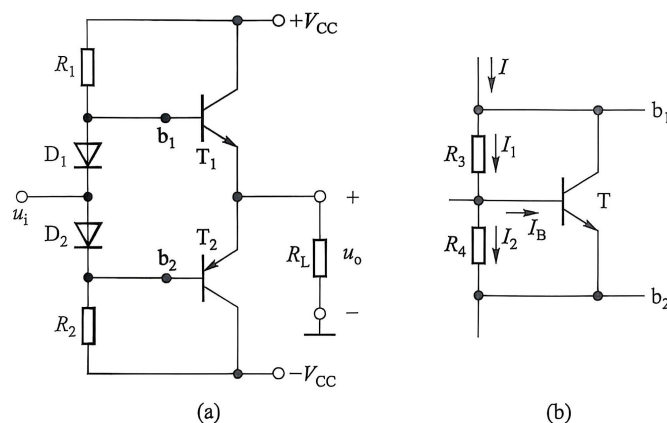


图 3.24: 消除交越失真的互补输出级

利用二极管电路, 静态时, 从正电源经 R_1 、 D_1 、 D_2 、 R_2 到负电源形成直流电流, 必然使基极间产生电压 $U_{B1B2} = U_{D1} + U_{D2}$, 而由于二极管动态电阻小, 则 $u_{b1} = u_{b2} = u_i$ 。

利用倍增电路, $U_{B1B2} = U_{CE} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} U_{BE} = (1 + \frac{R_3}{R_4}) U_{BE}$, 根据电阻分压可以得到任意倍数的直流电压。

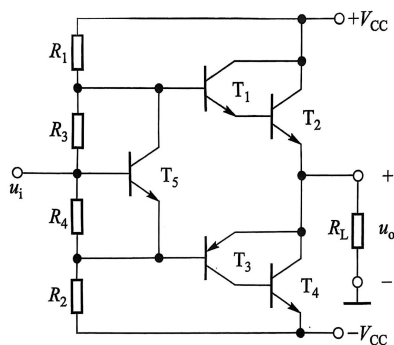


图 3.25: 利用复合管的准互补输出级

为增大电流放大系数, 减小前级驱动电流, 利用复合管结构。且由于实际特性完全对称困难, 因此常用复合管实现互补输出, 这种电路称为准互补电路。

CMOS 互补输出级

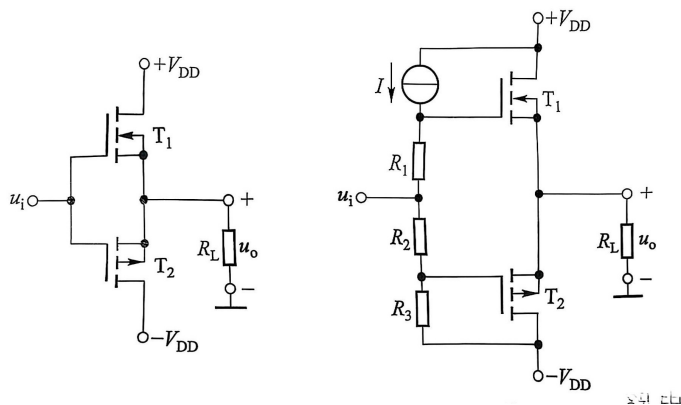


图 3.26: CMOS 互补输出级

3.3 集成运放电路及性能

3.3.1 集成运放原理图分析

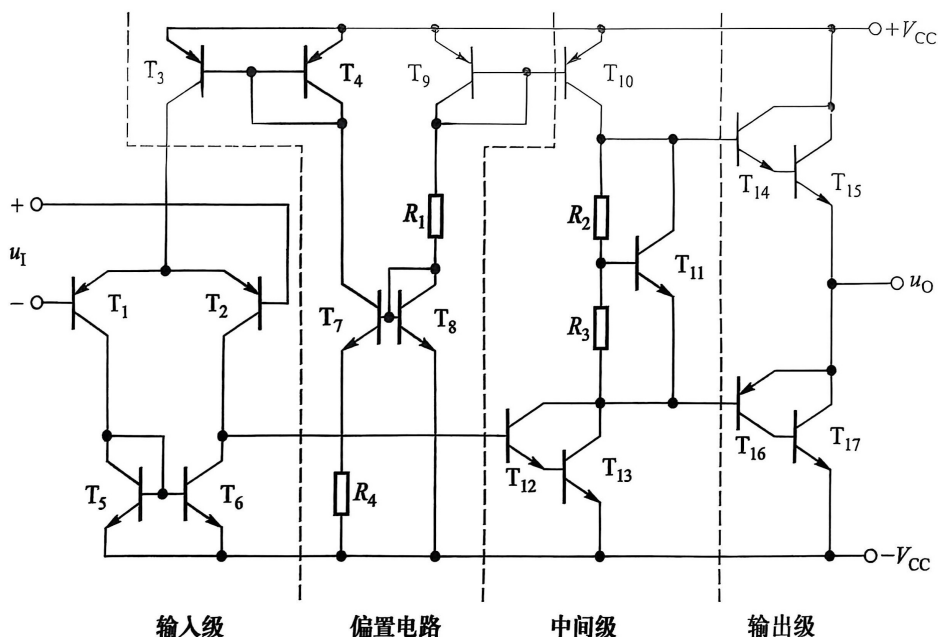


图 3.27: 集成运放原理图

将电路原理图分为输入级、偏置电路、中间级、输出级四部分电路，分块研究，分析原理，再根据相互之间的耦合关系求出整体性能指标进行分析。

3.3.2 集成运放的性能指标

1. 开环差模增益 A_{od} : 无外加反馈时的差模放大倍数，常用对数值表示。
2. 共模抑制比 $K_{CMR} = |A_{od}/A_{oc}|$: 差模放大倍数与共模放大倍数之比的绝对值，也常用对数表示。
3. 差模输入电阻 r_{id} : 对输入差模信号的输入电阻，电阻越大从信号源索取的电流越小。
4. 输入失调电压 U_{IO} 及其温漂 dU_{IO}/dT : 使输入电压为零时输入端所加的补偿电压，如果是线性区，需要折合到输入端。温漂是补偿电压的温度系数。
5. 输入失调电流 I_{IO} 及其温漂 dI_{IO}/dT : 反映输入电流的不对称程度。
6. 输入偏置电流 I_{IB} : 输入级差放管基极（栅极）偏置电流的平均值 $I_{IB} = \frac{1}{2}(I_{B1} + I_{B2})$
7. 最大共模输入电压 U_{ICmax} : 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。
8. 最大差模输入电压 U_{Idmax} : 差模信号大，至少有一个 PN 结承受反压，不使 PN 结反向击穿的最大差模输入电压。
9. -3dB 带宽 f_H : 使 A_{od} 下降 3dB（即下降 0.707 倍）时的信号频率，由极间电容决定。
10. 单位增益带宽 f_c : 使 A_{od} 下降到零分贝（即 $A_{od} = 1$ 无放大能力）时的信号频率。
11. 转换速率 SR : 也称压摆率，大信号作用下输出电压在单位时间内变化量的最大值， $SR = \left| \frac{du_O}{dt} \right|_{\max}$ ，表示集成运放对信号变化速度的适应能力。

3.3.3 集成运放的等效电路

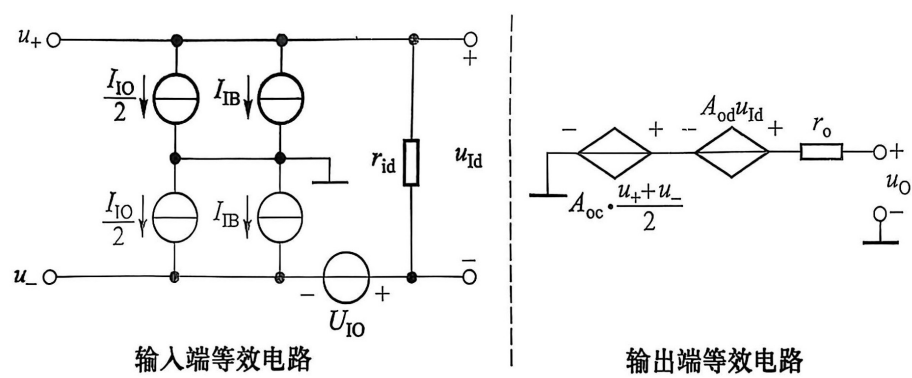


图 3.28: 集成运放低频等效模型

输入端考虑了差模输入电阻、偏置电流、失调电压、失调电流四个参数，输出端考虑了差模输出电压、共模输出电压和输出电阻三个参数，没有考虑管子的电容效应，适用于频率不高情况下的分析。

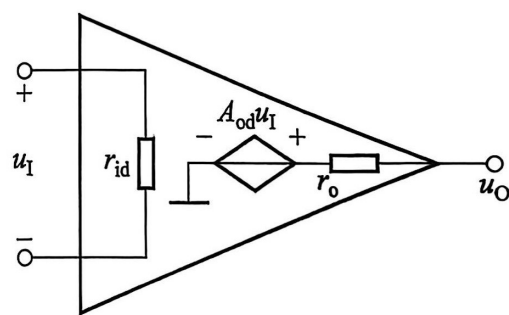


图 3.29: 集成运放简化等效模型

若仅研究输入信号的放大问题，不考虑失调因素对电路的影响，则可以得到简化的低频等效电路。输入端等效为输入电阻，输出端等效为压控电压源和输出电阻。

4 放大电路中的反馈

4.1 反馈的基本概念

在电子电路中，将输出量（输出电压或电流）的一部分或全部通过一定的电路形式作用到输入回路，用来影响其输入量（放大电路的输入电压或电流）的措施称为反馈。

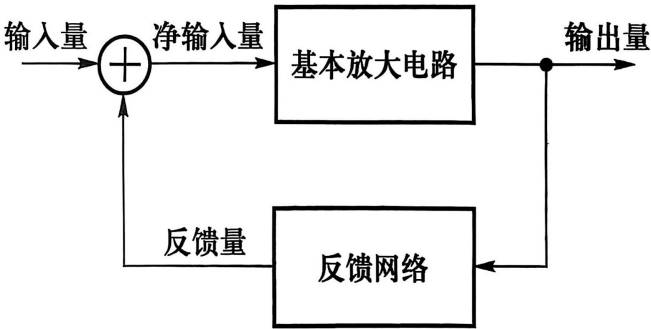


图 4.1: 反馈放大电路的框图

反馈放大电路可以分为基本放大电路和反馈网络两部分，前者放大信号，后者传输反馈信号。基本放大电路的输入信号称为净输入量，取决于输入量和反馈量。

使基本放大电路净输入量增大的反馈称为正反馈，使基本放大电路净输入量减小的反馈称为负反馈。也可以根据输出量的变化来区分反馈的极性。反馈使输出量的变化增大的为正反馈，使输出量变化减小的为负反馈。

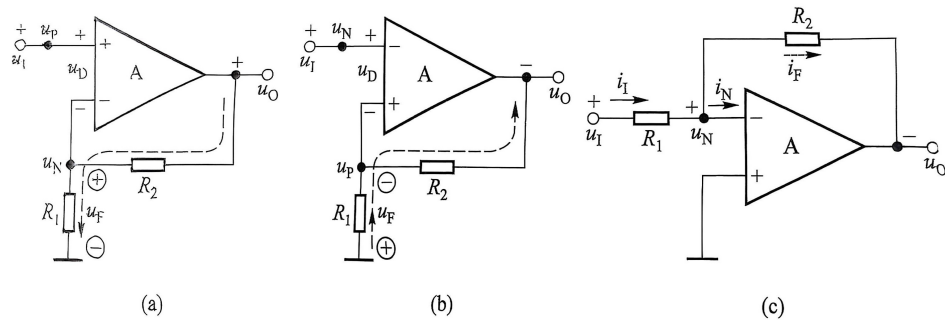


图 4.2: 反馈极性判断

瞬时极性法：规定输入信号某一时刻对地的极性，以此判断电路各点电流的流向和电位的极性，从而得出输出信号的极性，判断出反馈信号的极性。

反馈只含有直流量则为直流反馈，只含有交流量则为交流反馈。或者说只在直流通路中存在的反馈称为直流反馈，只在交流通路中存在的反馈称为交流反馈。

4.2 负反馈放大电路的四种组态

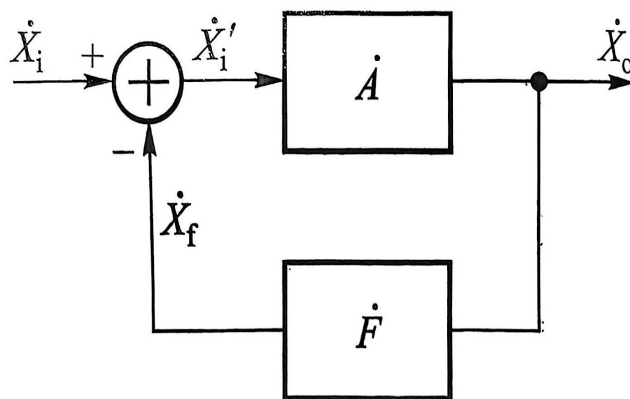
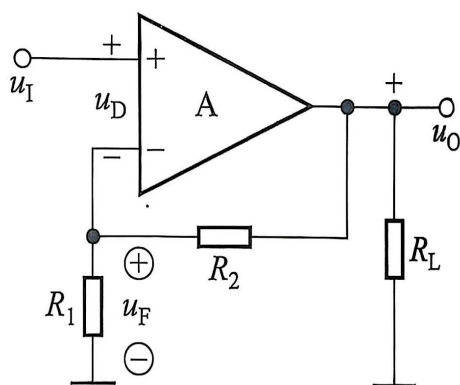


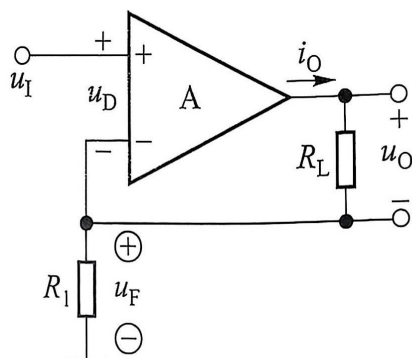
图 4.3: 负反馈放大电路的框图

4.2.1 四种组态的判断

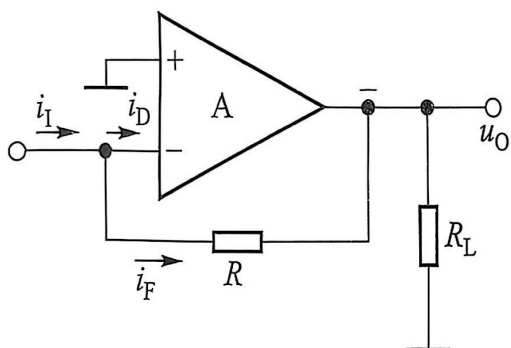
根据反馈量取自电压还是电流，以及以电压或电流方式叠加，分为四种组态：电压串联负反馈、电流串联负反馈、电压并联负反馈、电流并联负反馈。



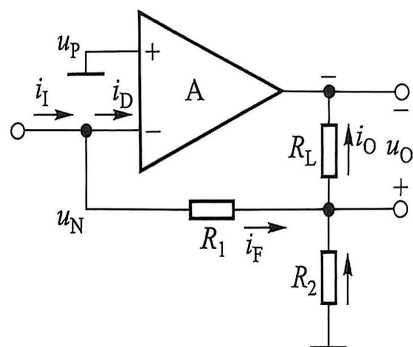
(a) 电压串联负反馈



(b) 电流串联负反馈



(c) 电压并联负反馈



(d) 电流并联负反馈

令输出电压为零，若反馈量为零则为电压反馈，若反馈量仍存在则为电流反馈。

若反馈信号为电压量与输入电压求差得净输入量，则为串联反馈，若为电流量与输入电流求差，则为并联

反馈。

4.2.2 方块图

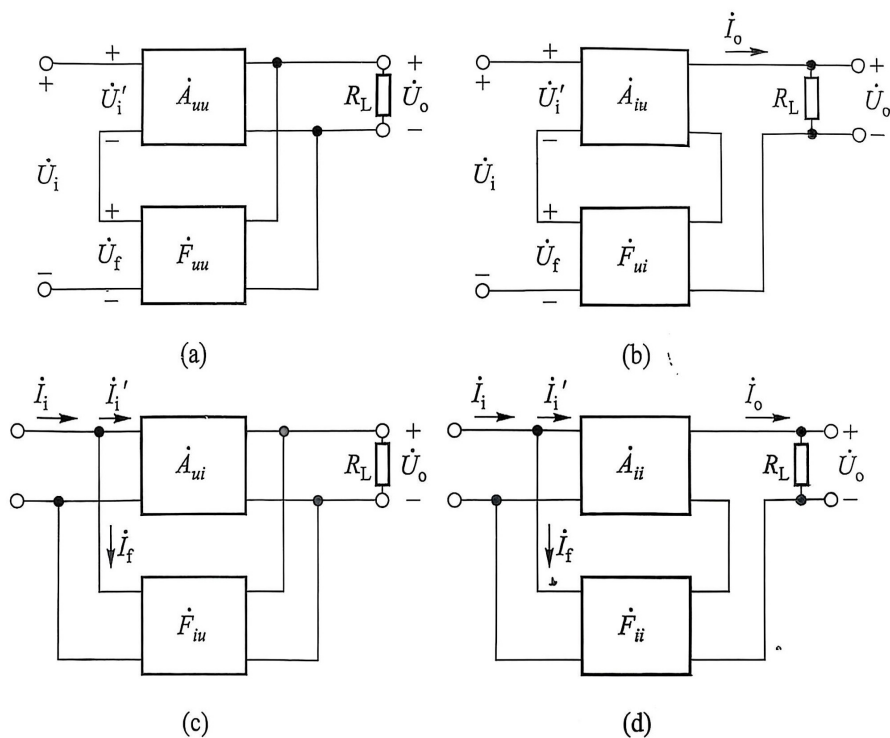


图 4.5: 四种组态方框图

基本放大电路放大倍数 $\dot{A} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i'}$, 反馈系数 $\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$, 因此负反馈放大电路的闭环放大倍数为 $\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}$,

由上述式子电路的环路放大倍数 $\dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_i'}$

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}\dot{X}_i}{\dot{X}_i' + \dot{A}\dot{F}\dot{X}_i'} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}}, \text{ 在中频段均为实数可写为 } A_f = \frac{A}{1 + AF}$$

4.3 深度负反馈

若引入深度负反馈, $1 + AF \gg 1$, 则 $A_f \approx \frac{1}{F}$, 放大倍数几乎仅仅取决于反馈网络, 与基本放大电路无关。

4.3.1 深度负反馈下四种组态的放大倍数

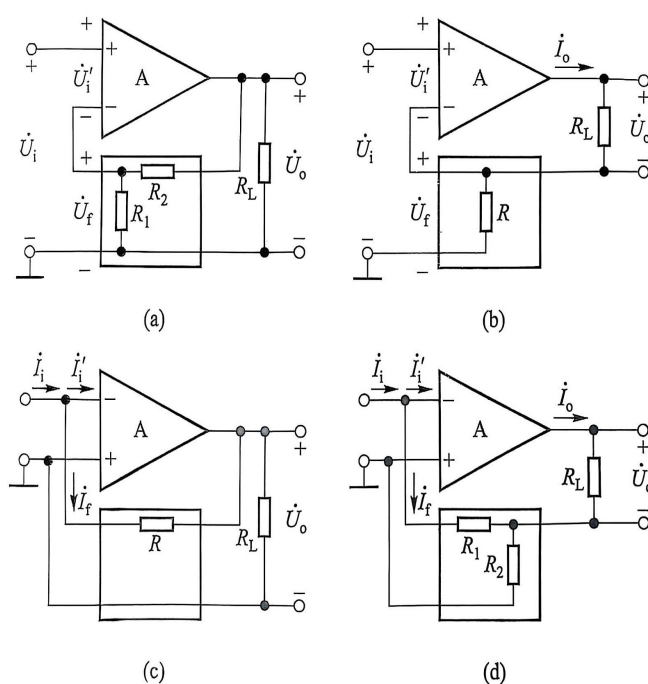


图 4.6: 四种组态反馈网络分析

4.3.2 理想集成运放的性能指标

- 开环差模放大倍数 $A_{od} = \infty$
- 差模输入电阻 $r_{id} = \infty$
- 输出电阻 $r_o = \infty$
- 共模抑制比 $K_{CMR} = \infty$
- 上限截止频率 $f_H = \infty$
- 失调电压 U_{IO} 、失调电流 I_{IO} 、失调电压温漂 dU_{IO}/dT 、失调电流温漂 dI_{IO}/dT 均为零

4.4 负反馈对放大电路性能的影响

1. 稳定放大倍数

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

因此 $\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + AF} \frac{dA}{A}$, 即放大系数的相对变化量减小了 $(1 + AF)$ 。

2. 改变输入电阻和输出电阻

串联负反馈增大输入电阻: $R_{if} = (1 + AF)R_i$

并联负反馈减小输入电阻: $R_{if} = \frac{R_i}{1 + AF}$

电压负反馈减小输出电阻: $R_{of} = \frac{R_o}{1 + AF}$

电流负反馈增大输出电阻: $R_{of} = (1 + AF)R_o$

3. 展宽频带

高频段放大倍数 $\dot{A}_h = \frac{\dot{A}_m}{1 + j\frac{f}{f_H}}$, 引入负反馈后变为

$$\dot{A}_{hf} = \frac{\dot{A}_h}{1 + \dot{A}_h \dot{F}_h} = \frac{\frac{\dot{A}_m}{1 + j\frac{f}{f_H}}}{1 + \frac{\dot{A}_m \dot{F}}{1 + j\frac{f}{f_H}}} = \frac{\dot{A}_m}{1 + j\frac{f}{(1 + \dot{A}_m \dot{F})f_H}} = \frac{\dot{A}_{mf}}{1 + j\frac{f}{f_{Hf}}}$$

则负反馈上限频率 $f_{Hf} = (1 + A_m F)f_H$, 因此上限频率被增大, 同理下限频率被减小, 因此频带被展宽

$$f_{bwf} = f_{Hf} - f_{Lf} \approx f_{Hf} = (1 + AF)f_H \approx (1 + A_m F)f_{bw}$$

4. 减小非线性失真

信号源具有足够潜力使闭环后净输入与开环相等, 非线性会被减小到 $(1 + AF)$ 分之一。若非线性失真产生于系统内部, 引入负反馈才能被抑制。来自外界时无法被抑制。

5 信号的运算和处理

集成运放线性区的工作特点

由于 $A_{od} = 0$ ，且 $u_O = A_{od}(u_P - u_N)$ 为有限值，因此 $u_P = u_N$ ，输入端虚短。

由于输入电阻 $r_{id} = \infty$ ，且 $u_P - u_N = 0$ ，则 $i_P = i_N = 0$ ，输入端虚断。

5.1 基本运算电路

5.1.1 比例运算电路

反相比例运算电路

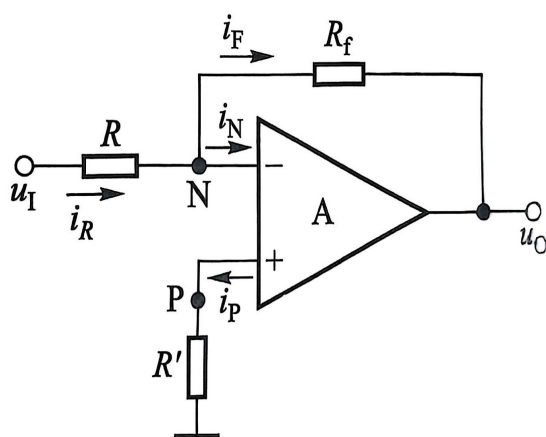


图 5.1: 反相比例运算电路

由虚短得 $u_N = u_P = 0$ ，由虚断得 $i_N = i_P = 0$ 。对 N 节点有 $\frac{u_I - u_N}{R} = \frac{u_N - u_O}{R_f}$ ，解得 $u_O = -\frac{R_f}{R}u_I$

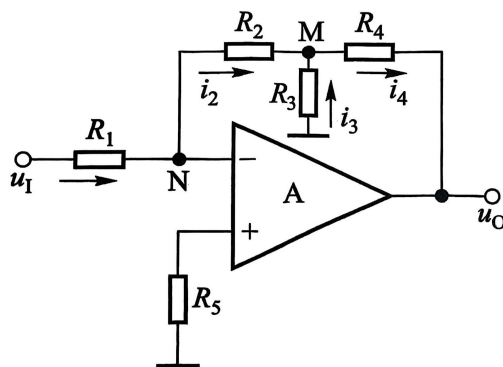


图 5.2: T 形网络反相比例运算电路

对 M 点分析即可得 $u_O = -\frac{R_2 + R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_2 // R_4}{R_3}\right) u_I$

同相比例运算电路

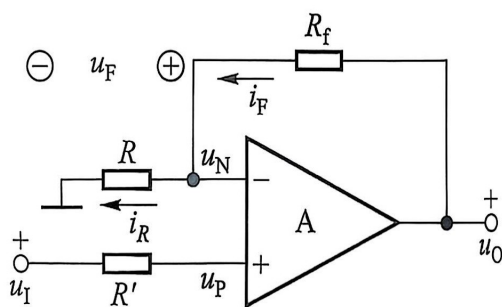


图 5.3: 同相比例运算电路

由虚短虚断得 $u_P = u_N = u_I$, 有共模输入电压, 由净输入电流为零得 $u_O = (1 + \frac{R_f}{R})u_I$

电压跟随器

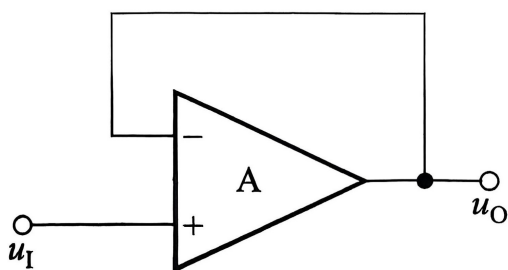


图 5.4: 电压跟随器

将输出电压全部反馈到反相输入端, 此时反馈系数为 1, $u_O = u_I$ 。

5.1.2 加减运算电路

多个输入信号按不同比例求和或求差。作用与同一个输入端实现加法, 作用于两个输入端实现减法。

反相求和电路

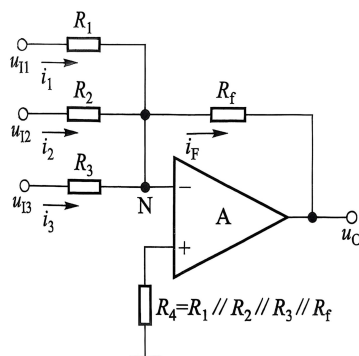


图 5.5: 反相求和运算电路

由叠加定理分别作用后求和得 $u_O = -R_f(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3})$

同相求和电路

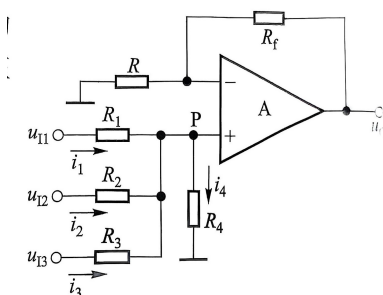


图 5.6: 同相求和运算电路

同样由叠加定理可得 $u_O = R_f \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right)$

加减运算电路

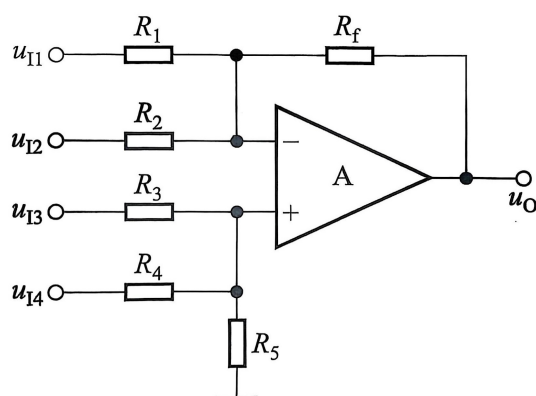


图 5.7: 加减运算电路

$$u_O = u_{O1} + u_{O2} = R_f \left(\frac{u_{I3}}{R_3} + \frac{u_{I4}}{R_4} - \frac{u_{I1}}{R_1} - \frac{u_{I2}}{R_2} \right)$$

5.1.3 微积分运算电路

积分运算电路

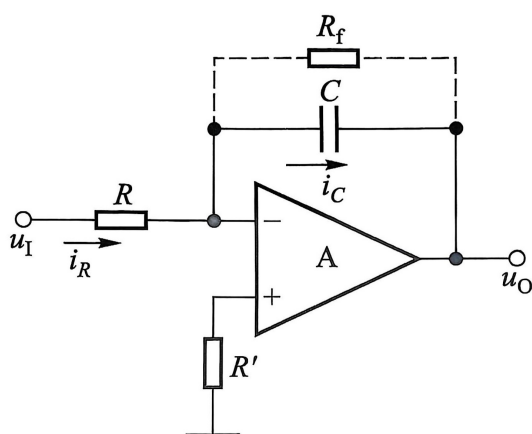


图 5.8: 积分运算电路

由于电容上的电压为电流的积分，因此输出 $u_O = -\frac{1}{C} \int i_c dt = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_I dt + u_O(t_1)$

微分运算电路

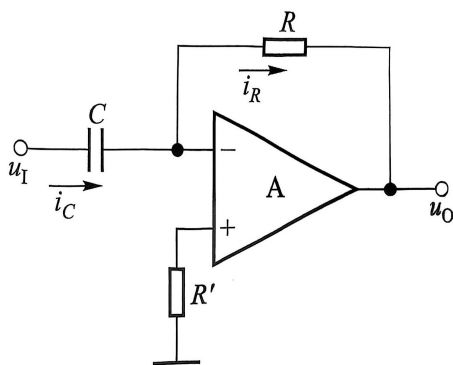


图 5.9: 微分运算电路

由于电容上的电流为电压的微分，因此输出 $u_O = -i_R R = -RC \frac{du_I}{dt}$

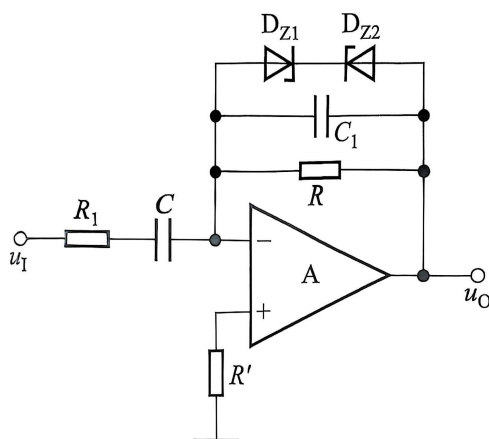


图 5.10: 实用的微分运算电路

由于产生阶跃变化的信号或脉冲式大幅值干扰都会使集成运放内部进入饱和或截止状态使的电路无法正常工作，可以在输入端串联一个小阻值的电阻 R 限制输入电流，在反馈电阻上并联稳压二极管限制输出电压幅值，在 R 上并联小容量电容起相位补偿作用。

5.2 有源滤波器

分为低通滤波器 LPF、高通滤波器 HPF、带通滤波器 BPF、带阻滤波器 BEF 和全通滤波器 APF 五种。

在无源滤波电路电路和负载之间加入一个高输入电阻、低输出电阻的隔离电路，如加一个电压跟随器，即可得到有源滤波器。

5.2.1 低通滤波器

同相一阶低通滤波器

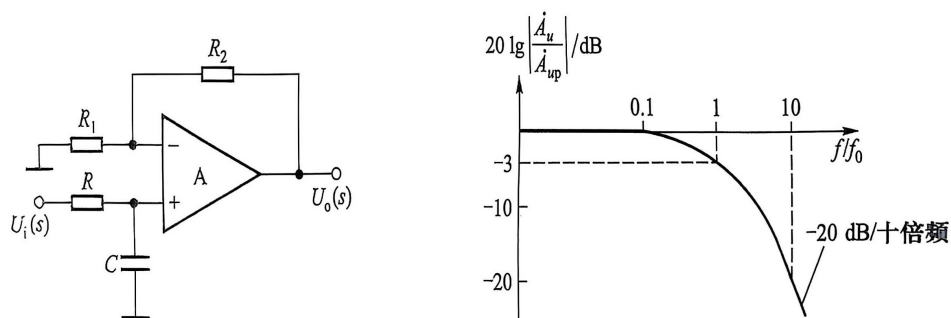


图 5.11: 同相输入一阶低通滤波电路

$$A_u(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + sRC}, \text{ 电压放大倍数 } \dot{A}_u = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

其中 f_0 为特征频率, 当 $f = f_0$ 时, $\dot{A}_u = \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{A}_{up}$, 因此通带截止频率 $f_p = f_0$, 高频段 -20dB/dec 下降。

同相二阶低通滤波器

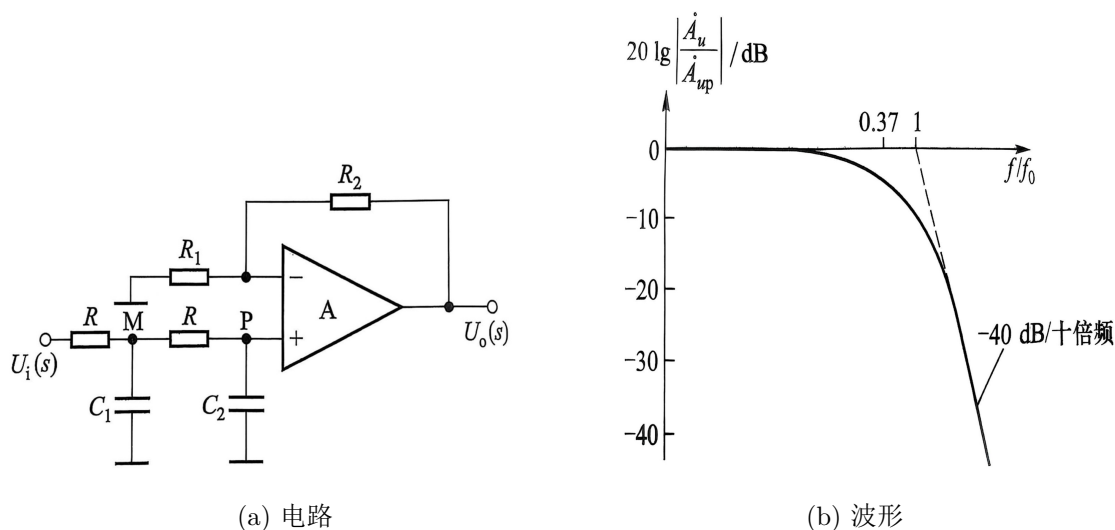


图 5.12: 同相输入二阶低通滤波电路

$$\text{当 } C = C_1 = C_2 \text{ 时, 传递函数 } A_u(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + 3sRC + (sRC)^2}, \text{ 电压放大倍数 } \dot{A}_u = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j3\frac{f}{f_0}},$$

其中 f_0 为特征频率, 通带截止频率 $f_p \approx 0.37f_0$

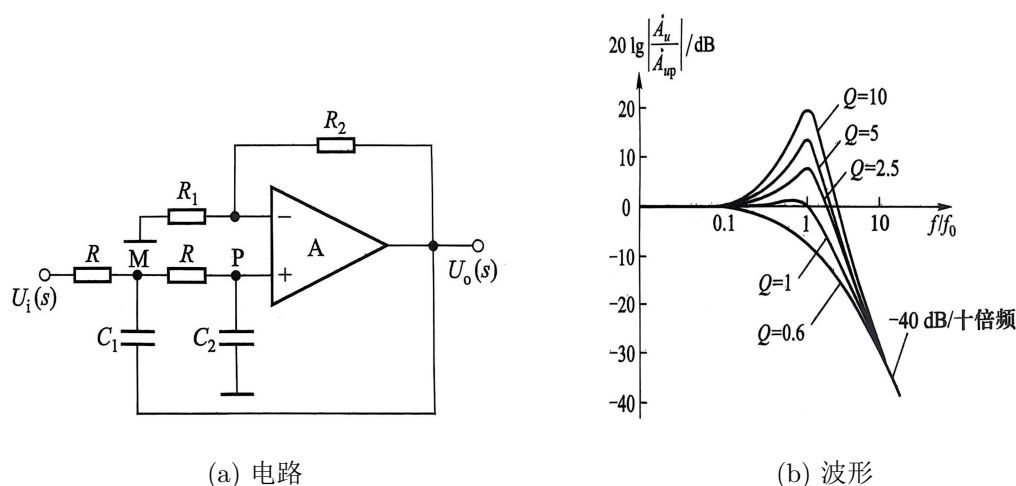


图 5.13: 压控电压源的二阶低通滤波电路

压控电压源的二阶低通滤波电路，同时引入了正反馈和负反馈，可以使电压放大倍数增大且不产生自激振荡。

传递函数 $A_u(s) = \frac{A_{up}(s)}{1 + [3 - A_{up}(s)]sRC + (sRC)^2}$ ，因此需要 $A_{up} < 3$ 电路才能正常工作不产生自激振荡。

反相一阶低通滤波器

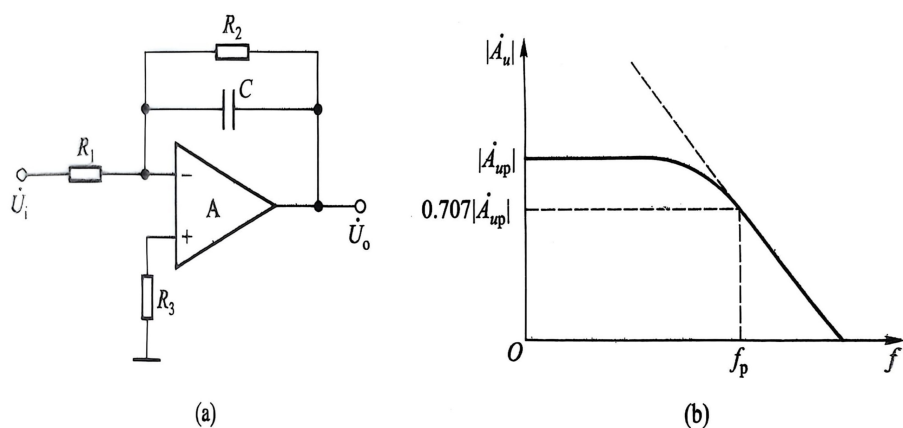


图 5.14: 反相输入一阶低通滤波电路

积分运算电路具有低通特性，即可作为反相输入一阶低通滤波器， $A_u(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C}$ ，通带截止频率 $f_p = f_0$

反相二阶低通滤波器

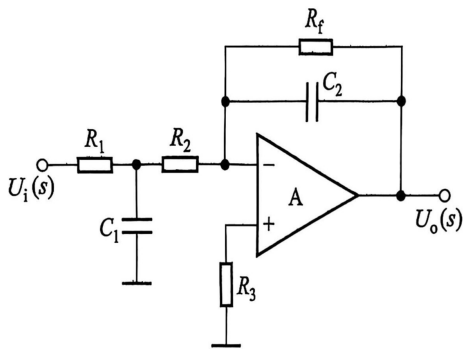


图 6.3.12
简单二阶低通滤波电路图

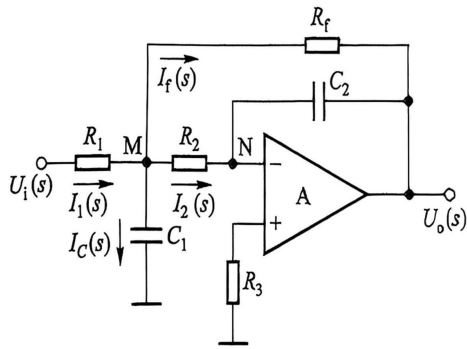


图 6.3.13
无限增益多路反馈二阶低通滤波电路

图 5.15: 反相输入二阶低通滤波电路

二阶电路同样可以增加 RC 环节为简单二阶低通滤波电路。
也可以采用压控电压源二阶滤波器类似的方法构造的无限增益多路反馈二阶低通滤波电路。传递函数为

$$A_u = \frac{A_{up}}{1 + sC_2R_2R_f(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_f}) + s^2C_1C_2R_2R_f}$$

其中 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_2R_f}}$, $Q = (R_1//R_2//R_f)\sqrt{\frac{C_1}{R_2R_fC_2}}$

三种类型的低通滤波器的特性

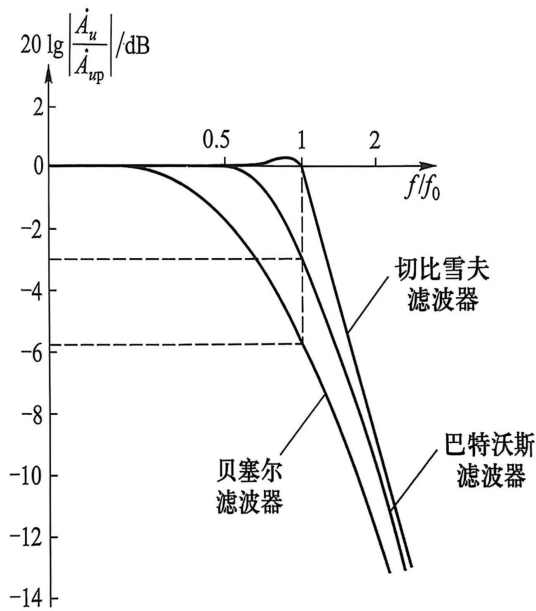


图 5.16: 三种不同特性的滤波器

5.2.2 其他滤波器的构造

高通滤波器和低通滤波器具有对偶性，将电容和电阻互换即可得到高通滤波器。
将低通滤波器和高通滤波器串联即可得到带通滤波器。
将输入电压同时作用与高通滤波器和低通滤波器再求和即可得到带阻滤波器。

6 波形的发生和信号的转换

6.1 正弦波振荡电路

6.1.1 振荡电路概述

正弦振荡的条件

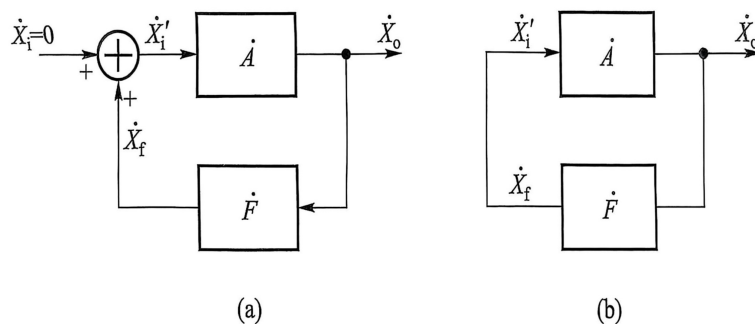


图 6.1: 自激振荡的框图

当输入量为零时，反馈量等于输入量，由于电扰动产生幅值很小的输出量，此时若对某一特定频率正弦波产生正反馈，则有 $X_o \uparrow \rightarrow X_f \uparrow \rightarrow X_o \uparrow \uparrow$ ，当增大到一定数值后，由于晶体管的非线性特性和电源电压的限制，放大电路数值减小，最终将维持在一个确定值达到动态平衡。此时 $\dot{X}_o = \dot{A}\dot{F} = \dot{A}\dot{F}\dot{X}_o$ ，因此正弦波振荡的平衡条件为 $\dot{A}\dot{F} = 1$

写成幅值和相角形式为

$$\begin{cases} |\dot{A}\dot{F}| = 1 \\ \varphi_A + \varphi_F = 2n\pi \end{cases}$$

起振条件为 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$

电路基本组成

- 放大电路：保证电路能够有从起振到动态平衡的过程，实现能量控制。
- 选频网络：确定电路的振荡频率，使电路产生单一频率振荡。
- 正反馈网络：引入正反馈使输出信号等于反馈信号。
- 稳幅环节：非线性环节使输出信号幅值稳定。

6.1.2 RC 正弦波振荡电路

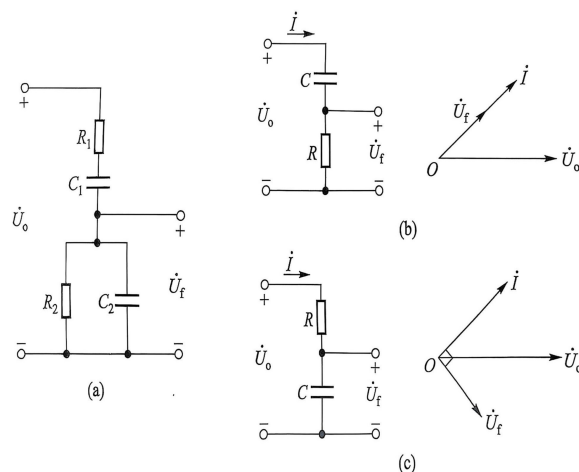


图 6.2: RC 串并联选频网络

RC 串并联选频网络既是选频网络又是正反馈网络。

频率低时, $X_c \gg R$, 因此 U_f 超前于 U_o , 相位超前趋于 90° , 如图 (b) 所示。

频率高时, $X_c \ll R$, 因此 U_f 滞后于 U_o , 相位滞后趋于 -90° , 如图 (c) 所示。

因此存在一个频率 U_f 与 U_o 同相, 此即为 f_0 。

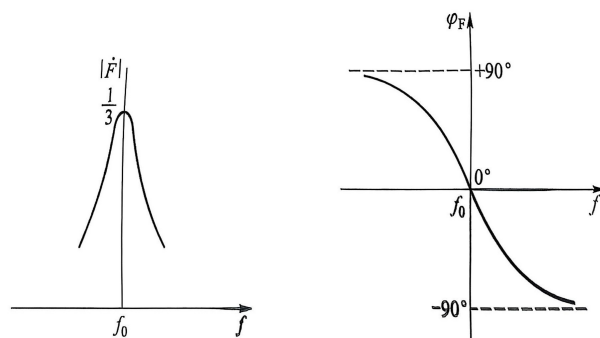


图 6.3: RC 选频特性

由于 $\dot{F} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}$, 因此选频为 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

由于 $f = f_0$ 时 $\dot{F} = \frac{1}{3}$, 因此要求放大电路的放大倍数 $\dot{A} = \dot{A}_u = 3$, 为了起振一般需要略大于 3。

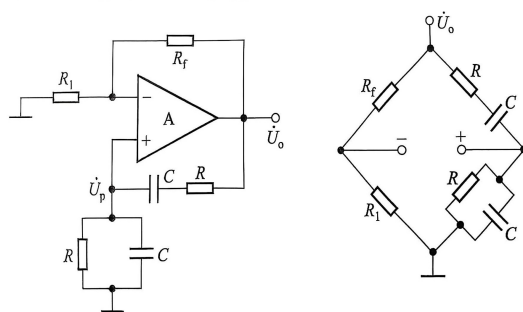


图 6.4: 文氏桥电路

接成桥式结构, 根据起振条件和平衡条件有 $R_f \geq 2R_1$

6.1.3 LC 正弦波振荡电路

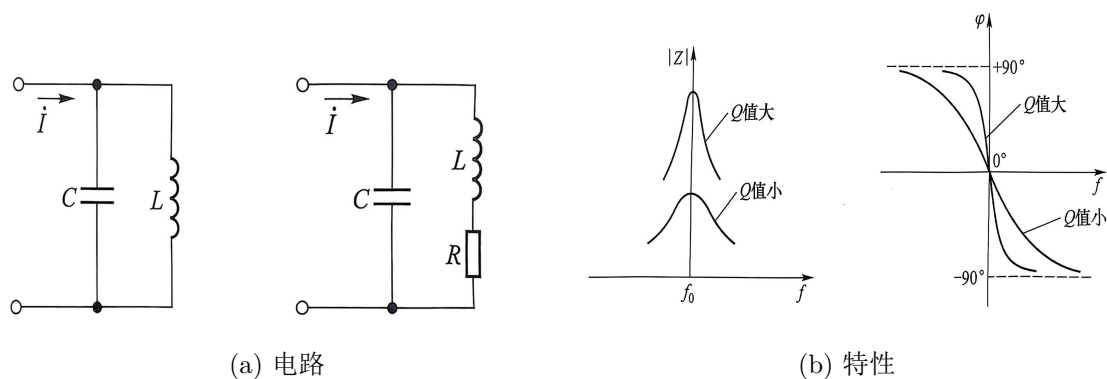


图 6.5: LC 选频网络

谐振频率 $f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, 品质因数 $Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$

以 LC 并联网络作为共射放大电路的集电极负载, 则电路电压放大倍数 $\dot{A}_u = -\beta \frac{Z}{r_{be}}$
 根据引入反馈的方式不同, 分为变压器反馈式、电感反馈式、电容反馈式三种。

变压器反馈式

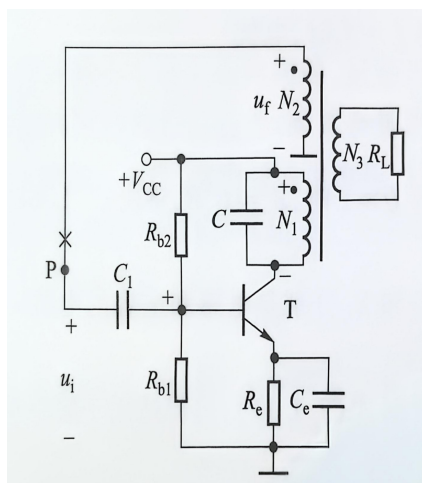


图 6.6: 变压器反馈式振荡电路

采用如图所示同名端可以使输出电压和反馈电压同相。放大电路的输出电阻是放大电路负载的一部分, 因此 $\dot{A}$ 和 $\dot{F}$ 相互关联。

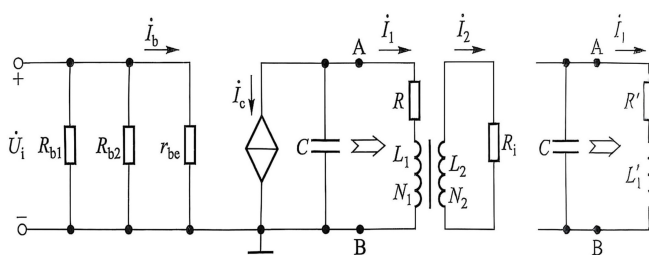


图 6.7: 变压器反馈式振荡电路的交流通路

一次侧有 $\dot{U}_o = (R + j\omega L_1)\dot{I}_1 - j\omega M\dot{I}_2$ ，在二次侧有 $j\omega M\dot{I}_1 = (R_i + j\omega L_2)\dot{I}_2$ ，因此 $\dot{U}_o = (R' + j\omega L'_1)\dot{I}_1$ ，其中 R', L'_1 为二次侧折算到一次侧后的等效电阻和电感。

由于 $I_1 = QI_c = Q\beta I_b = Q\beta \frac{U_i}{r_{be}}$ ，则反馈电压 $U_f = I_f R_i = \left| \frac{j\omega_0 M \dot{I}_1}{R_i + j\omega_0 L_2} \right| R_i \approx \omega_0 M I_1 = \omega_0 M Q \beta \frac{U_i}{r_{be}}$ ，由于起振条件为 $\frac{U_f}{U_i} > 1$ ，则起振条件为 $\beta > \frac{r_{be}}{\omega_0 M Q} = \frac{r_{be} R' C}{M}$ ，当 $r_{be} \ll (1 + \beta)U_T / I_{EQ}$ ，则 $r_{be} \approx \beta U_T / I_{EQ}$ ，因此起振条件变换为 $\frac{U_T R' C}{I_{EQ} M} < 1$

变压器反馈式振荡电路易于产生振荡，波形较好，应用范围广泛。但是由于输出与反馈靠磁耦合，因而耦合不紧密，损耗大，振荡频率稳定性不高。

电感反馈式

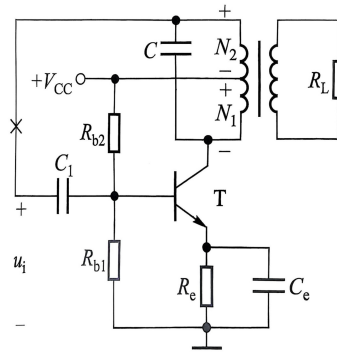


图 6.8: 电感反馈式振荡电路

克服变压器一次二次线圈耦合不紧密的特点，将 N_1 和 N_2 合并成一个线圈，将中间相连作为一个抽头，电容跨接在线圈两端。形成电感反馈式振荡电路，也称电感三点式电路。

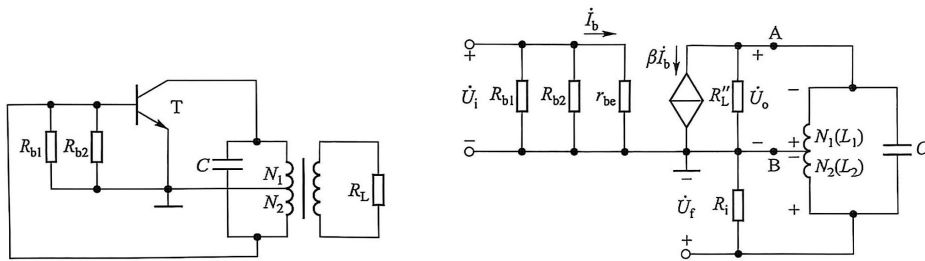


图 6.9: 电感反馈式振荡电路的交流通路

振荡频率 $f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}}$ ，反馈系数 $|F| \approx \frac{j\omega L_2 + j\omega M}{j\omega L_1 + j\omega M} = \frac{L_2 + M}{L_1 + M}$ ，电压放大倍数 $\dot{A}_u = -\beta \frac{R''_L}{r_{be}}$ ，则起振条件为

$$\beta > \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \frac{r_{be}}{R''_L}$$

线圈耦合紧密，振幅大，当 C 可变时可以获得范围较宽的振荡频率。但是输出波形中含有高次谐波。

电容反馈式

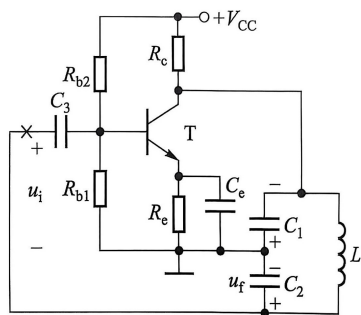


图 6.10: 电容反馈式振荡电路

将电感反馈式振荡电路中的电容换成电感、电感换成电容，在置换后将两个电容接地，增加集电极电阻 R_c ，得到电容反馈式振荡电路。由于两个电容的三个端分别接晶体管的三个极，也称电容三点式电路。

反馈系数 $F = \frac{I_{C2}}{\frac{C}{C_1}} = \frac{C_1}{C_2}$ ，电压放大倍数 $A_u = \beta \frac{R'_L}{r_{be}}$ ，则起振条件为

$$\beta > \frac{C_2 r_{be}}{C_1 R'_L}$$

输出电压波形好，但是改变电容的方法调节振荡频率会影响起振条件，改变电感则较为困难，适用于固定振荡频率的场合。

6.1.4 石英晶体正弦波振荡电路

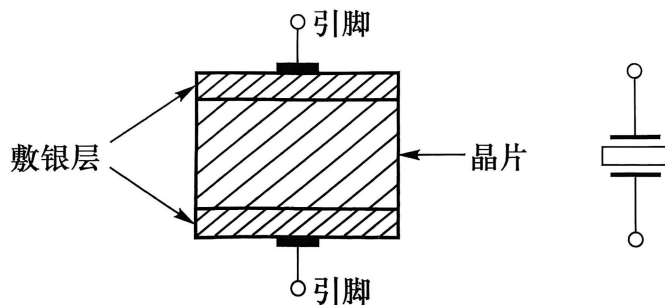


图 6.11: 石英晶体振荡器结构和符号

压电效应：石英晶体两个引脚施加交变电场时，会产生一定频率的机械变形，产生交变电场。当频率为某一特定值时，出现共振，此即为压电振荡，此频率为石英晶体的谐振频率。

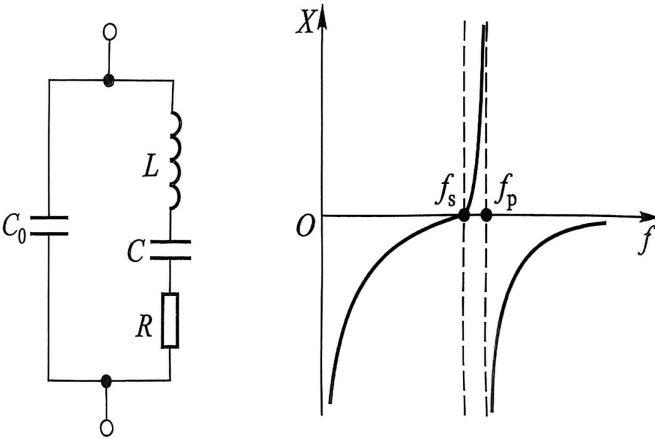


图 6.12: 石英晶体振荡器等效电路和输出波形

石英晶体不振动时，可以等效为一个平板电容 C_0 ，称为静态电容。取决于晶片的几何尺寸和电极面积。

当晶片振动时，机械振动惯性等效为电感 L ，值为几毫亨到几十毫亨，晶片的弹性等效为电容 $C \ll C_0$ ，值仅为 $0.01 \sim 0.1 \text{pF}$ ，晶片的摩擦损耗等效为 R ，值约为 100Ω ，理想情况下为零。

当 LCR 支路产生串联谐振时，支路呈纯阻性，谐振频率 $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ，且整个电路近似为纯阻性。

当 $f < f_s$ 时，电容 C 和 C_0 起主导作用，石英晶体呈容性。

$f > f_s$ 时，LCR 支路呈感性，和电容并联后又会发生并联谐振，谐振频率 $f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}} = f_s\sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}$ 。

$f > f_p$ 时，电容 C_0 起主导作用，石英晶体呈容性。

C 和 C_0 容量越悬殊， f_s 和 f_p 越接近，石英晶体呈感性的频带越狭窄。

由于 C, R 数值很小，品质因数 $Q \approx \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$ 很大，可达 $10^4 \sim 10^6$ 。且由于振荡频率仅取决于晶片尺寸，稳定度 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 可达 $10^{-8} \sim 10^{-6}$ ，甚至更高。

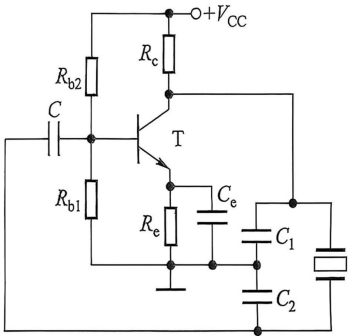


图 7.1.28
并联型石英晶体振荡电路

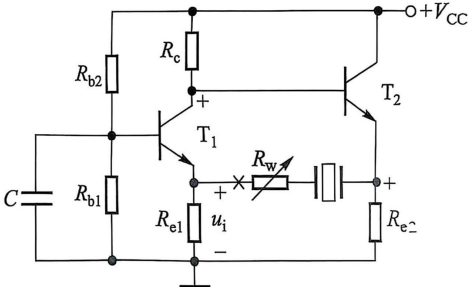


图 7.1.29
串联型石英晶体振荡电路

图 6.13: 石英晶体正弦波振荡电路

6.2 电压比较器

集成运放处于开环状态或只引入正反馈，工作在非线性区。输出电压幅值为 $\pm U_{OM}$

6.2.1 单限比较器

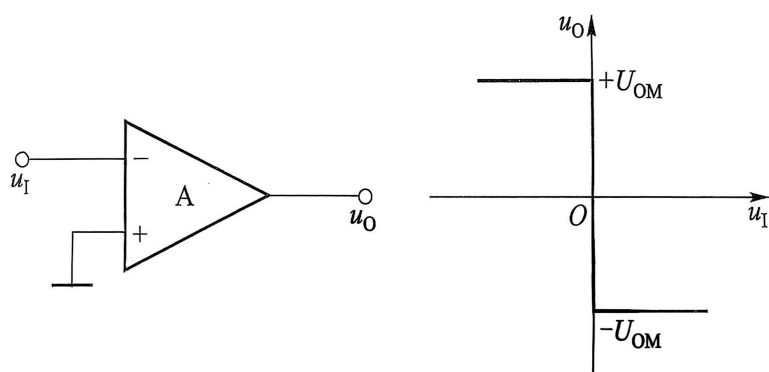


图 6.14: 过零比较器

过零比较器阈值电压 $U_T = 0$, $u_I > 0$ 则 $u_O = U_{OM}$, $u_I < 0$ 则 $u_O = -U_{OM}$

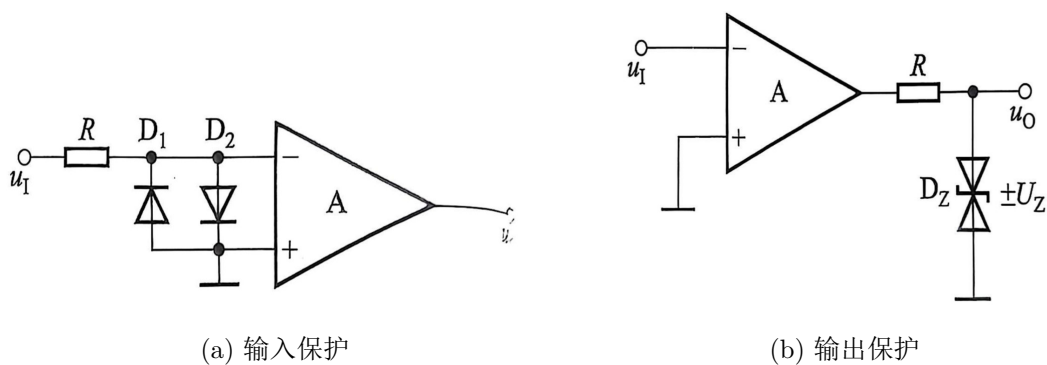


图 6.15: 比较器的保护

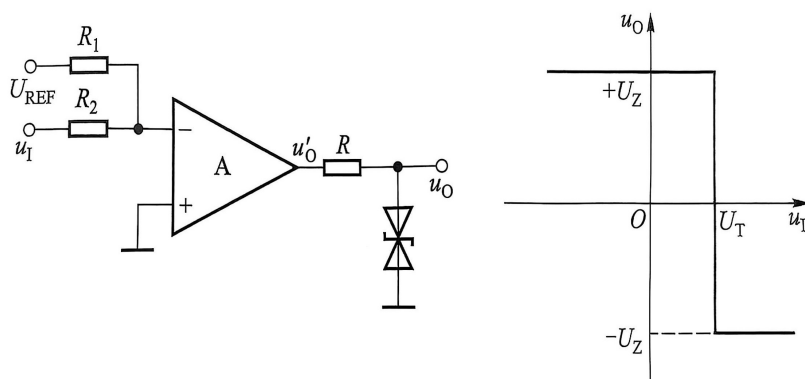


图 6.16: 单限比较器

通过外接参考电压 U_{REF} 构成一般的单限比较器, 反相输入端电位为 $u_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2}u_I + \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{REF}$, 令 $u_N = u_P = 0$ 求得阈值电压为 $U_T = -\frac{R_2}{R_1}U_{REF}$

6.2.2 滞回比较器

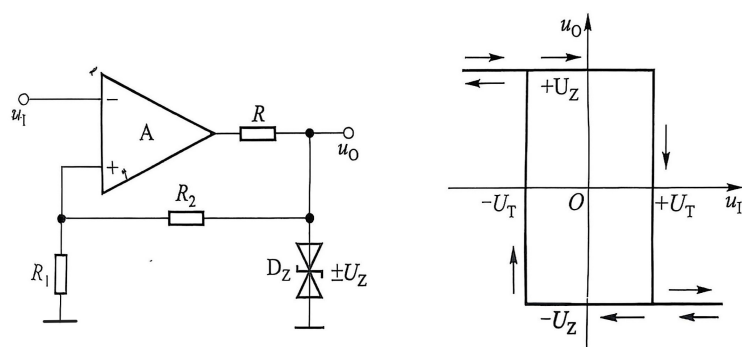


图 6.17: 滞回比较器

具有滞回特性，即具有惯性，有一定的抗干扰能力。比较器引入了正反馈。

输出 $u_O = \pm U_Z$ ，同相输入端电位 $u_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$ ，令 $u_P = u_N = u_I$ ，得阈值电压 $\pm U_T = \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$

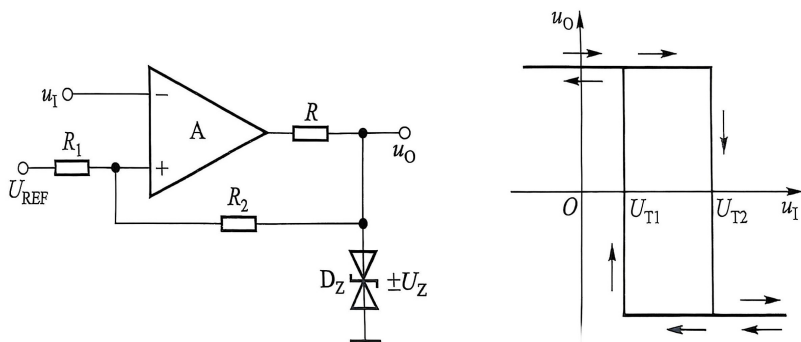


图 6.18: 平移后的滞回比较器

若需要平移滞回曲线，可以将两个阈值电压叠加相同的正电压或负电压，即将同相输入端通过电阻接入参考电压 U_{REF} ，此时同相电位 $u_P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z$ ，得阈值电压为

$$\begin{cases} U_{T1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z \\ U_{T2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z \end{cases}$$

6.2.3 窗口比较器

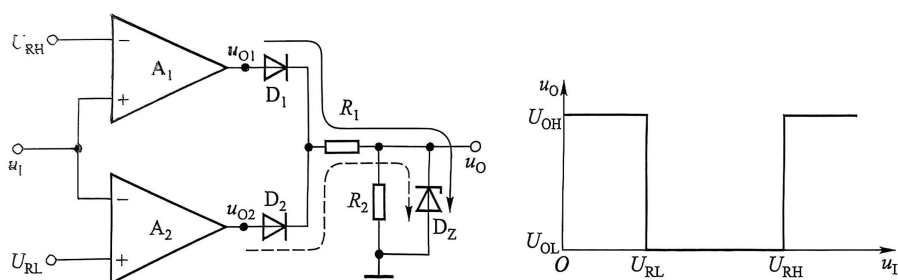


图 6.19: 窗口比较器

外加两个参考电压，利用两个集成运放构成两个比较器进行输出。

6.3 其他波形发生电路

6.3.1 矩形波发生电路

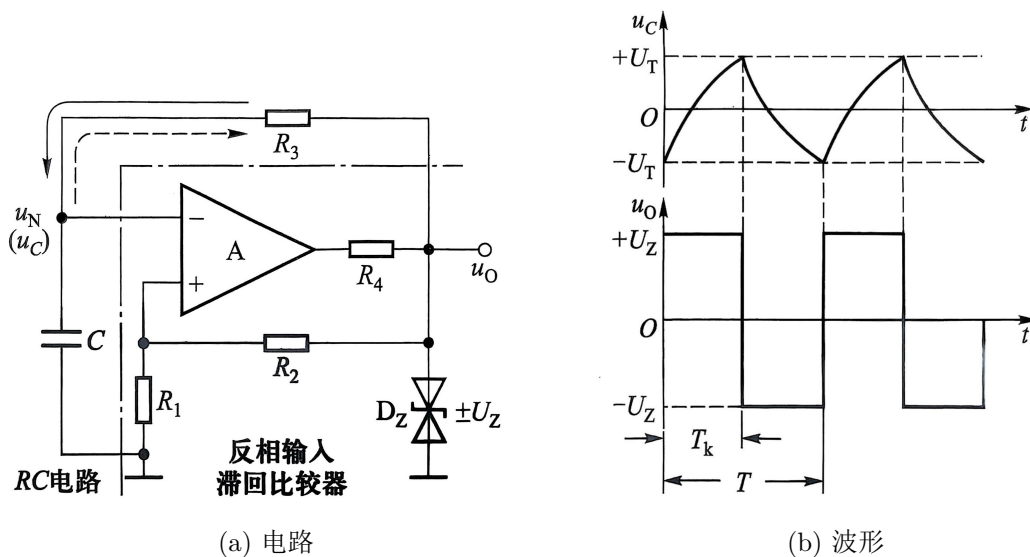


图 6.20: 矩形波发生电路

由滞回比较器和 RC 电路组成，C 上电压作为比较器输入，RC 回路作为延迟环节，通过 RC 充放电实现输出状态的自动转换。

电容正向充电和反向充电时间常数均为 RC，总幅值相等，因此方波堆成。充电过程满足 $U_T = (U_Z + U_T)(1 - e^{-\frac{T/2}{R_3C}}) + (-U_T)$ ，求得振荡周期 $T = 2R_3C \ln(1 + \frac{2R_1}{R_2})$

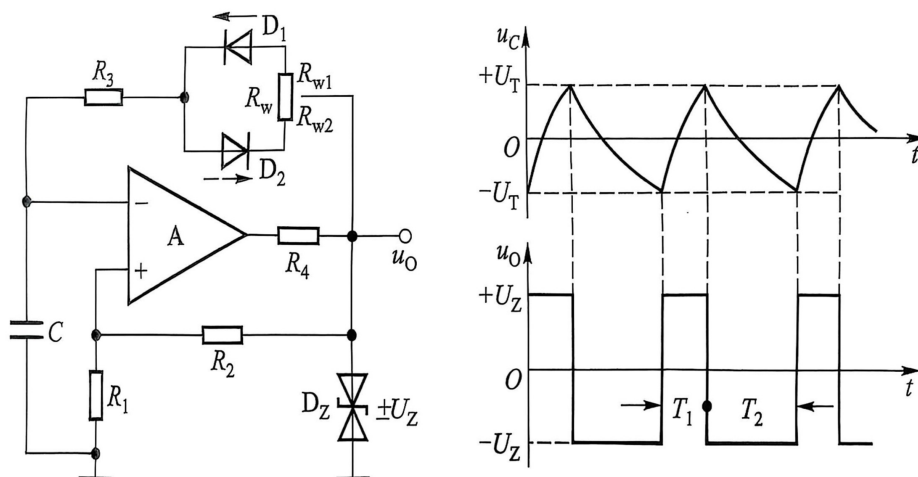


图 6.21: 占空比可调的矩形波发生电路

改变充放电回路即可实现占空比可调。 $T = T_1 + T_2 = (R_w + 2R_3)C \ln(1 + \frac{2R_1}{R_2})$

6.3.2 三角波发生电路

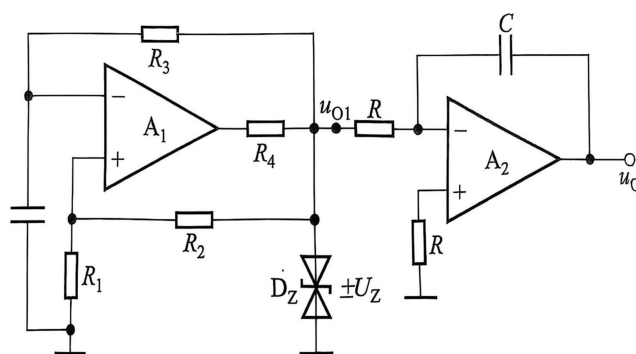


图 6.22: 矩形波-三角波变换电路

将方波发生电路的输出接入一个积分运算电路即可得到三角波发生电路。实际电路会将 RC 回路电容 C 和积分运算电路电容 C 合并如下所示。

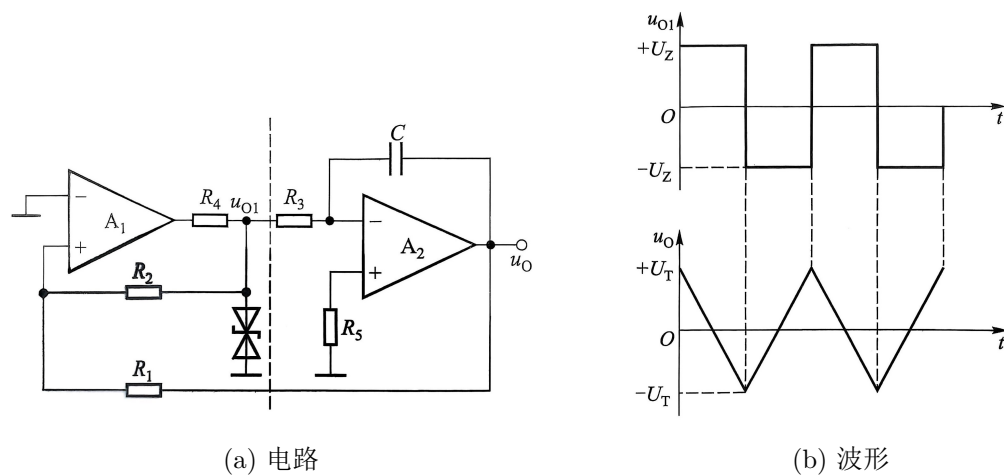


图 6.23: 三角波发生电路

初态正好跃变到正值，则输出电压表达式 $u_O = -\frac{1}{R_3 C} u_Z (t_1 - t_0) + u_O(t_0)$ ，初态跃变到负值，输出电压表达式为 $u_O = \frac{1}{R_3 C} u_Z (t_2 - t_1) + u_O(t_1)$

由于正向积分起始值 $-U_Z$ ，终了值 U_Z ，为一半周期，则振荡周期为 $T = \frac{4R_1 R_3 C}{R_2}$

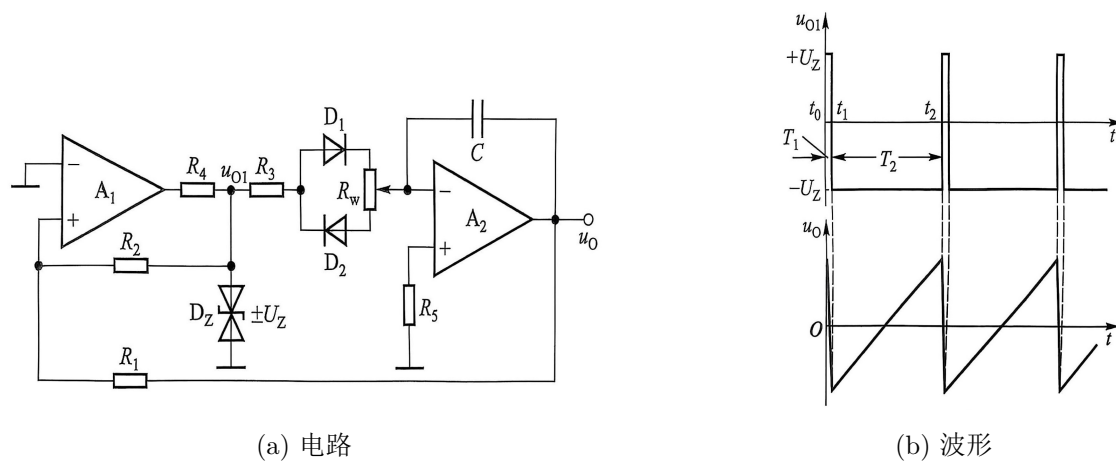


图 6.24: 锯齿波发生电路

三角波发生电路正反向积分时间常数不同即可实现锯齿波输出。占空比 $\frac{T_1}{T} = \frac{R_3}{2R_3 + R_w}$

7 直流电源

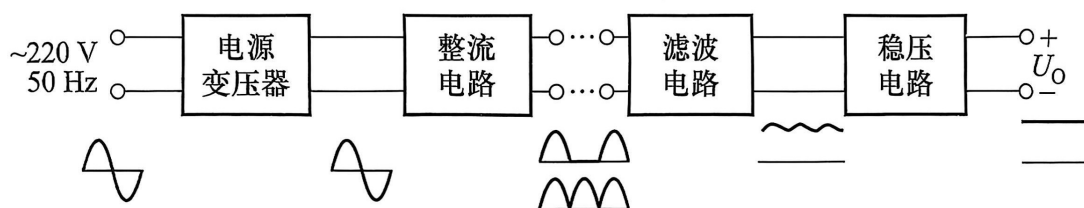


图 7.1: 直流电源电路结构

本章的直流电源为单相小功率电源，将频率 50Hz、有效值为 220V 的单相交流电压转换为幅值稳定、输出电流为几十安以下的直流电压。

市电输入后，经过电源变压器降压，二次侧电压通过整流电路从交流电压转换为直流电压，产生单一方向脉动电压。为了减小电压脉动，通过低通滤波器滤波使输出电压平滑。为了使输出直流电压不受电网波动和负载变化的影响，一般需要加入稳压电路稳定输出电压。

7.1 整流电路

7.1.1 单相半波整流电路

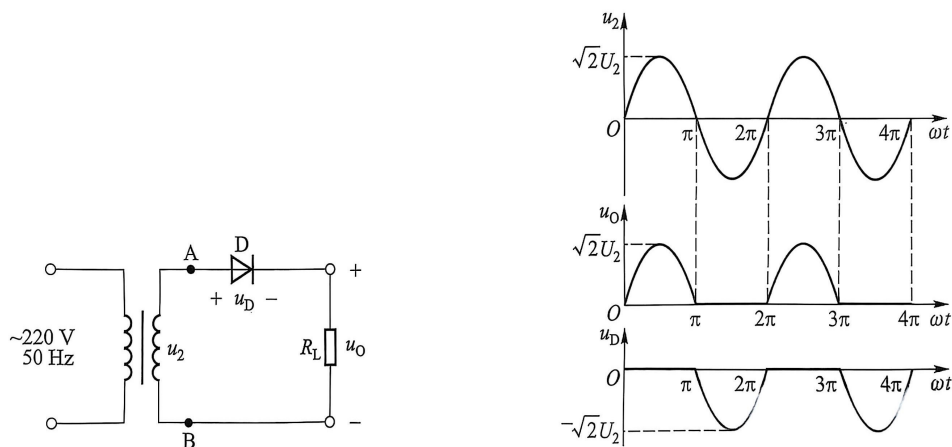


图 7.2: 单相半波整流电路及波形

正半周二极管加正向电压导通， $u_o = u_i$ ；负半周二极管承受反压截止， $u_o = 0$

主要参数

1. 输出电压平均值：
$$U_{O(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0.45U_2$$
2. 负载电流平均值：
$$I_{O(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_L} \approx \frac{0.45U_2}{R_L}$$
3. 脉动系数：
$$S = \frac{U_{O1M}}{U_{O(AV)}} = \frac{U_2/\sqrt{2}}{\sqrt{2}U_2/\pi} = \frac{\pi}{2} \approx 1.57$$

二极管的选择

正向平均电流: $I_{D(AV)} = I_{O(AV)} \approx \frac{0.45U_2}{R_L}$; 最大反向电压: $U_{Rmax} = \sqrt{2}U_2$

考虑电网有 10% 的波动, 则 $I_F > 1.1I_{O(AV)} = 1.1 \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_L}$, $U_{RM} > 1.1\sqrt{2}U_2$

7.1.2 单相桥式整流电路

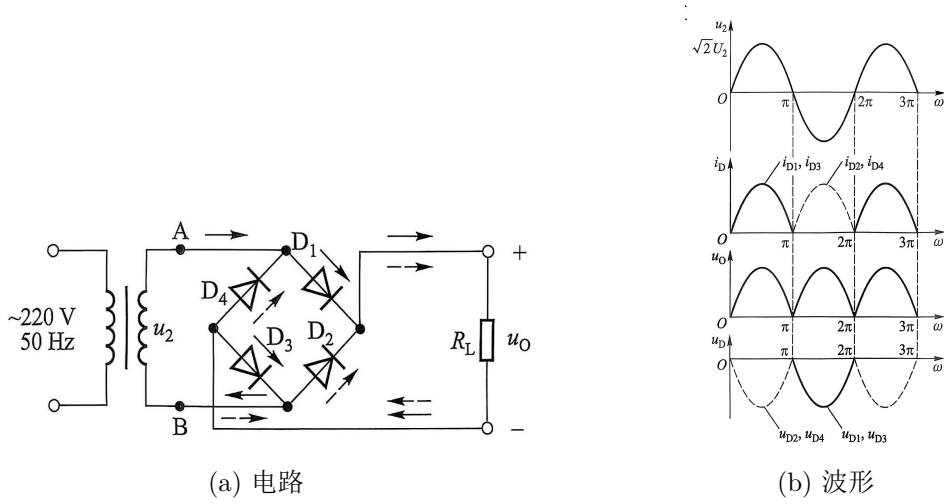


图 7.3: 单相桥式整流电路及波形

正半周 D_1, D_3 导通, 负半周 D_2, D_4 导通, 从而 $u_o = |u_2|$

主要参数

$$1. \text{ 输出电压平均值: } U_{O(AV)} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0.9U_2$$

$$2. \text{ 负载电流平均值: } I_{O(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_L} \approx \frac{0.9U_2}{R_L}$$

$$3. \text{ 脉动系数: } S = \frac{U_{O1M}}{U_{O(AV)}} = \frac{4\sqrt{2}U_2/3\pi}{2\sqrt{2}U_2/\pi} = \frac{2}{3} \approx 0.67$$

二极管的选择

正向平均电流: $I_{D(AV)} = \frac{1}{2}I_{O(AV)} \approx \frac{0.45U_2}{R_L}$; 最大反向电压: $U_{Rmax} = \sqrt{2}U_2$

考虑电网有 10% 的波动, 则 $I_F > 1.1I_{O(AV)} = 1.1 \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_L}$, $U_{RM} > 1.1\sqrt{2}U_2$

7.2 滤波电路

7.2.1 电容滤波电路

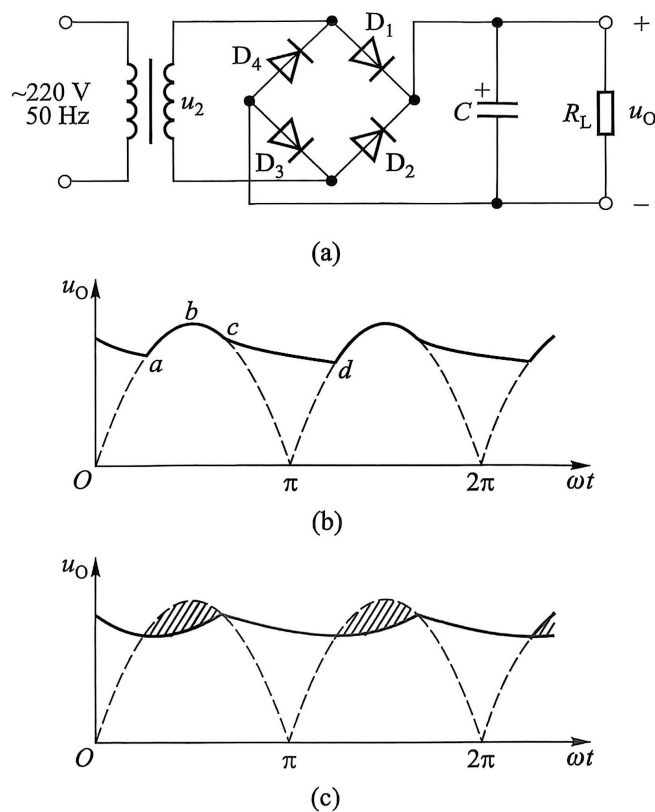


图 7.4: 电容滤波输出电压波形

当输入电压处于正半周且大于电容两端电压时, D_1, D_3 导通, 电流流经负载且对电容 C 充电, 当输入电压下降时, 电容通过负载放电, u_C 下降, 当下降一定数值后, u_C 下降速度小于输入电压的下降速度, D_1, D_3 截止, 电容继续放电下降到输入电压处于负半周且大于电容电压时, 再次充电, 重复上述过程。

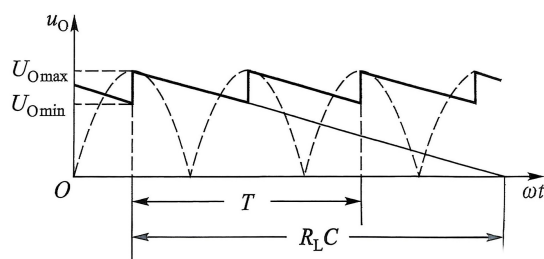


图 7.5: 电容滤波电压的几何关系示意图

由于 $\frac{U_{Omax} - U_{Omin}}{U_{Omax}} = \frac{T/2}{R_L C}$, 则

$$U_{O(AV)} = \frac{U_{Omax} + U_{Omin}}{2} = U_{Omax} \left(1 - \frac{T}{4R_L C}\right) = \sqrt{2}U_2 \left(1 - \frac{T}{4R_L C}\right)$$

实际电路中选择电容满足 $R_L C = (3 \sim 5)T/2$ 的条件, 此时 $U_{O(AV)} \approx 1.2U_2$

$$S = \frac{\frac{T}{4R_L C} U_{Omax}}{U_{Omax} \left(1 - \frac{T}{4R_L C}\right)} = \frac{T}{4R_L C - T}$$

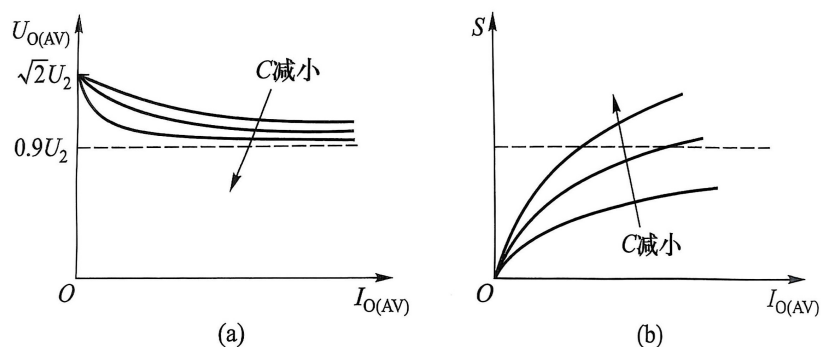


图 7.6: 电容滤波的输出特性和滤波特性

加入电容滤波后, 二极管导通角变小, 而平均电流增加, 则二极管在短暂的时间内会通过一个很大的冲击电流, 因此需要选择较大容量的整流二极管。

7.2.2 电感滤波电路

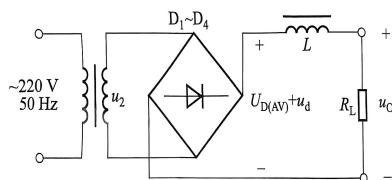


图 7.7: 电感滤波电路

当电流增大时, 自感电动势阻止电流增加, 将部分能量存储起来, 当电流减小时, 自感电动势阻止电流减少, 释放存储的能量。因此电感滤波增大电流的平均值同时增大了二极管的导通角。

$$U_{O(AV)} = \frac{R_L}{R + R_L} U_{D(AV)} \approx \frac{R_L}{R + R_L} 0.9U_2 \quad u_o \approx \frac{R_L}{\sqrt{(\omega L)^2 + R_L^2}} u_d \approx \frac{R_L}{\omega L} u_d$$

7.2.3 其他形式的滤波电路

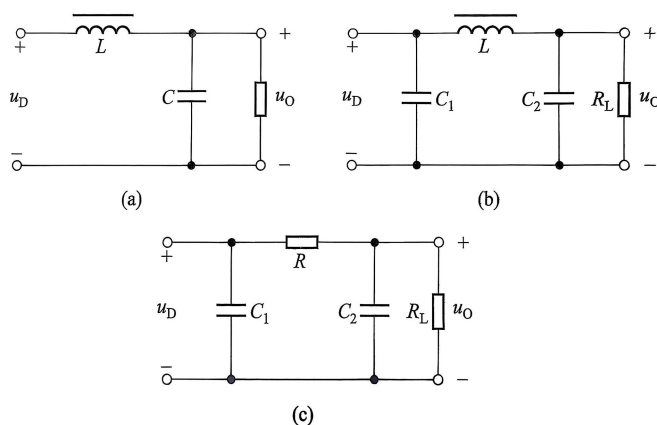


图 7.8: 复式滤波电路

表 2: 不同类型滤波电路的性能比较

类型	电容滤波	电感滤波	LC 滤波	RC 或 LC π 型滤波
$U_{O(AV)}/U_2$	1.2	0.9	0.9	1.2
θ	小	大	大	小
适用场合	小电流负载	大电流负载	适应性较强	小电流负载

7.2.4 倍压整流电路

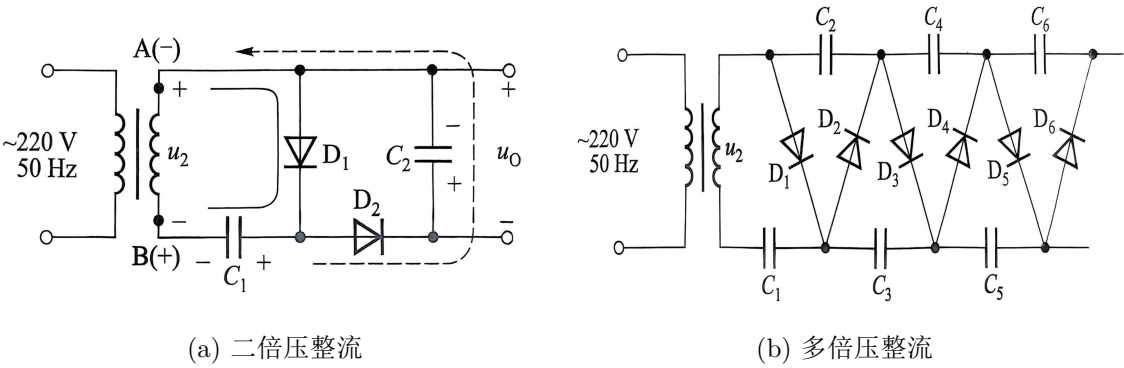


图 7.9: 倍压整流电路

正半周时, D_1 导通且 D_2 截止, C_1 充电至 $\sqrt{2}U_2$; 负半周时, D_1 截止且 D_2 导通, C_1 和输入电压一起对 C_2 充电, 可达 $2\sqrt{2}U_2$ 。以此原理可以构成多倍压整流电路。

7.3 稳压电路

7.3.1 稳压管稳压电路

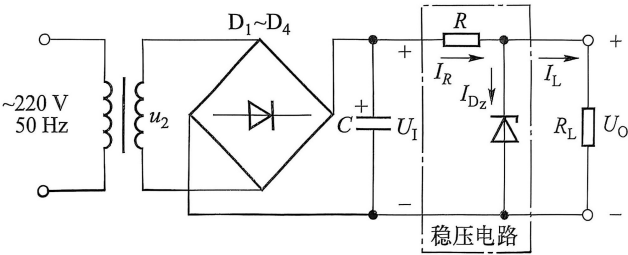


图 7.10: 稳压管稳压电路

基本关系式: $U_I = U_R + U_O, I_R = I_{DZ} + I_L$

性能指标

稳压系数: $S_r = \frac{\Delta U_O / U_O}{\Delta U_I / U_I} \Big|_{R_L} = \frac{U_I}{U_O} \frac{\Delta U_O}{\Delta U_I} \Big|_{R_L} \approx \frac{r_Z}{R} \frac{U_I}{U_Z}$

输出电阻: $R_o = \frac{\Delta U_O}{\Delta I_O} \Big|_{U_I} = R / r_Z \approx r_Z$

稳压管的选择

$$\begin{cases} U_Z = U_O \\ I_{Zmax} - I_{Zmin} > I_{Lmax} - I_{Lmin} \\ I_{ZM} \geq I_{Lmax} + I_{Zmin} \end{cases}$$

限流电阻的选择

要求 $I_{Zmin} \leq I_{DZ} \leq I_{Zmax}$

电路电流满足 $I_R = \frac{U_I - U_Z}{R}$, $I_{DZ} = I_R - I_L$, 则

$$\begin{cases} I_{DZmax} = I_{Rmax} - I_{Lmin} = \frac{U_{Imax} - U_Z}{R} - I_{Lmin} \leq I_{ZM} \\ I_{DZmin} = I_{Rmin} - I_{Lmax} = \frac{U_{Imin} - U_Z}{R} - I_{Lmax} \geq I_Z \end{cases}$$

解得 $\frac{U_{Imax} - U_Z}{I_{ZM} + I_{Lmin}} \leq R \leq \frac{U_{Imin} - U_Z}{I_Z + I_{Lmax}}$, 其中 $I_{Lmin} = \frac{U_Z}{R_{Lmax}}$

7.3.2 串联型稳压电路

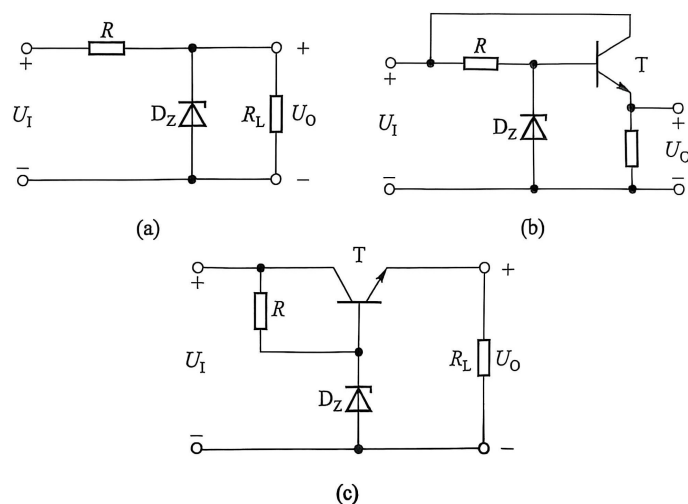


图 9.5.1

基本调整管稳压电路

(a) 稳压管稳压电路 (b) 加晶体管扩大负载电流的变化范围

(c) 常见画法

图 7.11: 调整管稳压电路

U_O 的增大导致发射极电位 U_E 的升高, 而稳压管端电压不变, 则基极电位 U_B 基本不变, 故晶体管的 U_{BE} 减小, 导致 I_B 减小, 从而使 U_O 减小, 保持 U_O 基本不变。

当 U_O 减小时变化方向相反, 同样使 U_O 保持基本不变。

调整管的选择

由于 $I_E = I_{R_1} + I_L$ ，且一般 I_{R_1} 可以忽略，所以最大集电极电流 $I_{Cmax} \approx I_{Lmax}$ ，最大管压降 $U_{CEmax} = U_{Imax} - U_{Omin}$ ，集电极电流最大且管压降最大时功耗最大，此时 $P_{Cmax} = I_{Cmax}U_{CEmax}$

$$\begin{cases} I_{CM} > I_{Lmax} \\ U_{(BR)CEO} > U_{Imax} - U_{Omin} \\ P_{CM} > I_{Lmax}(U_{Imax} - U_{Omin}) \end{cases}$$

集成稳压器电路

W7800 系列输出电压有 5V, 6V, 9V, 12V, 15V, 18V, 24V，由后两位数值确定。

W7800, W78M00, W78L00 的输出电流分别为 1.5A, 0.5A, 0.1A。

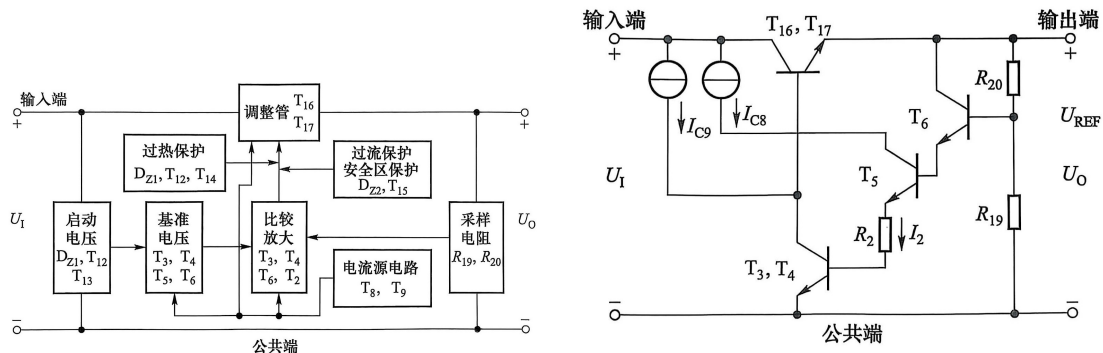


图 7.12: W7805 稳压电路结构和原理

T_3, T_4 构成的复合管作为放大管，以 T_9 管为有源负载组成共射放大电路。基准电压 U_{REF} 通过 T_6 管 (T_2 为有源负载) 的发射极输入到 T_3 管的基极。

T_3, T_4, T_5, T_6 管和电阻 R_2 组成基准电压电路，在管子特性相同的情况下，基准电压

$$U_{REF} = U_{BE4} + U_{BE3} + I_2 R_2 + U_{BE5} + U_{BE6} = 4U_{BE} + I_2 R_2 \approx 4U_{go} + 4\alpha T + \frac{R_2}{R_3} U_T \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

通过调整电阻阻值，可以使后两项抵消， $U_{REF} = 4U_{go} = 4.82V$ ，因此 $U_O \approx 5V$ 。

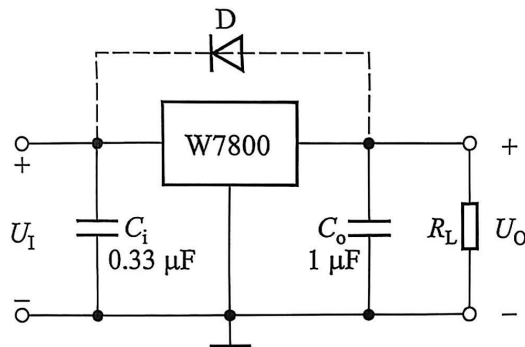


图 7.13: W7800 的基本应用

输出电压和最大输出电流取决于所选的三端稳压器。输入电容用于抵消输入线较长的电感效应，以防电路产生自激振荡，容量较小。输出电容消除输出电压中的高频噪声，可以取较大电容以输出较大脉冲电流。为防止大输出电容导致输入断开时放电损坏，可以跨接一个反二极管续流防止烧毁。

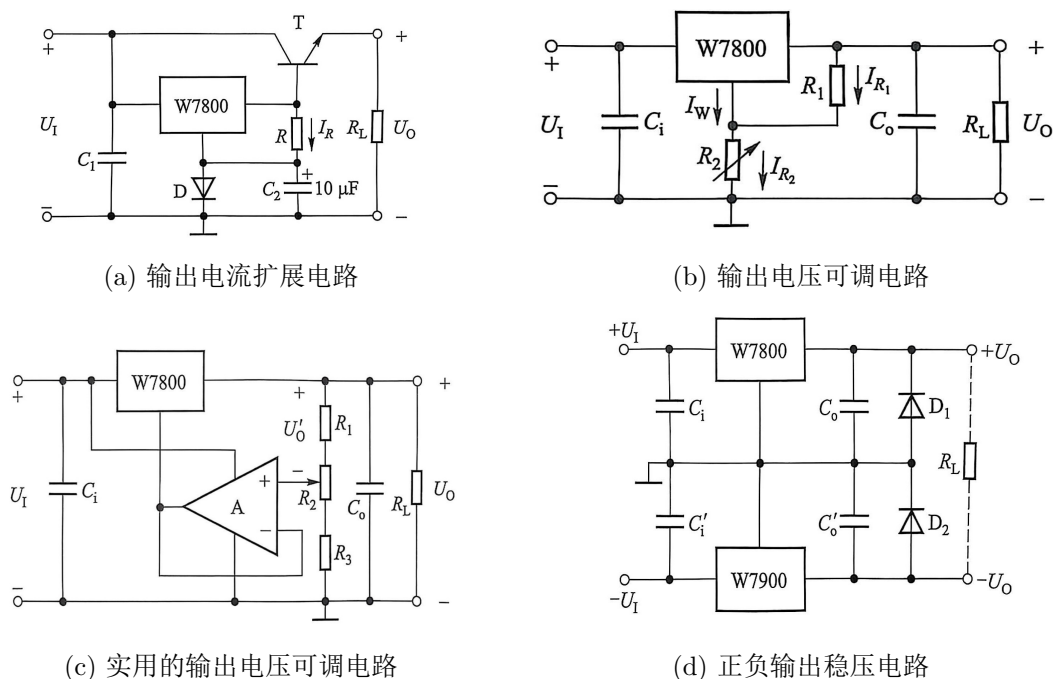


图 7.14: W7800 的应用电路

电流扩展电路: $I_{Lmax} = (1 + \beta)(I_{Omax} - I_R)$

输出电压可调的电路: $U_O = (1 + \frac{R_2}{R_1})U'_O + I_W R_2$, 为避免 I_w 影响, 常加电压跟随器隔离。

正负输出稳压电路: W7900 稳定负压, 功能和 W7800 对称。

7.3.3 开关型稳压电路

线性稳压电路具有结构简单、调节方便、输出电压稳定性强、纹波电压小等优点。但是由于调整管始终工作在放大状态, 功耗较大, 故效率较低, 一般为 30% ~ 40%。如果工作在开关状态, 则能大大提高效率, 一般有 70% ~ 95%。缺点是输出电压纹波较大, 且由于负载影响 LC 滤波效果不适用于负载变化较大的场合。

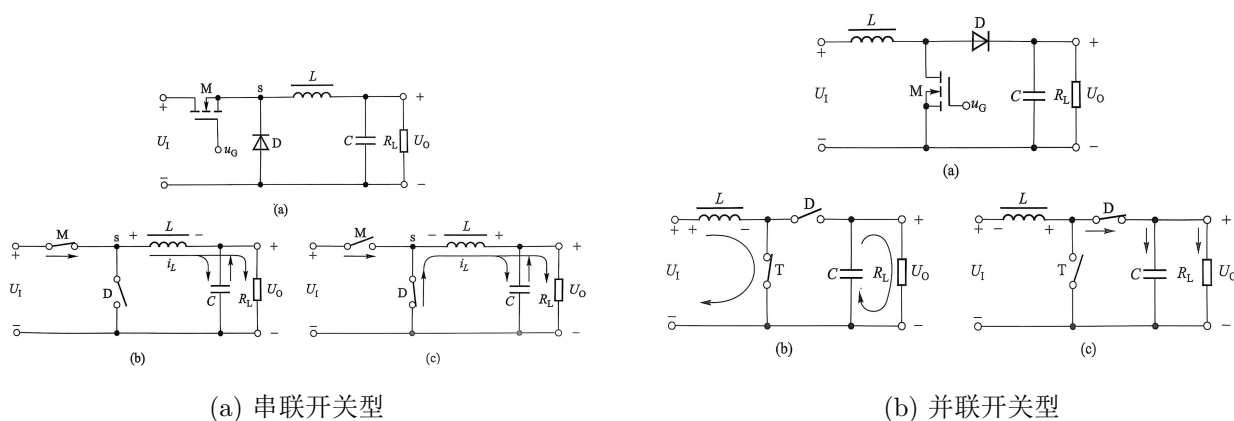


图 7.15: 开关型稳压电路的换能电路

串联开关型稳压电路即为 DC-DC 电路的降压斩波电路 (Buck Chopper), 导通状态电源向负载供能, 关断状态电感通过续流二极管续流维持电流。因此开关管占空比能决定输出电压与输入电压的比值。

并联开关型稳压电路此电路即为 DC-DC 电路的升压斩波电路 (Boost 电路), 导通状态电感被充电, 滤波电容放电, 截止状态电感和电源一起向负载输出, 通过电感和电容的储能能够升高输入端的电压。