

模电小结

1 晶体二极管

直流通路：信号源短路，耦合电容开路

交流通路：直流电源短路，耦合电容短路

1-22, 1-23

1-1 半导体物理基础知识

热平衡载流子浓度值 $n_i = AT^{3/2} e^{\frac{-E_{g0}}{2kT}}$

热平衡条件： $n_0 p_0 = n_i^2$

电中性方程：掺杂低价离子时： $p_0 = N_a + n_0$, N_a 为掺杂浓度

空穴，自由电子

电场：漂移电流；浓度差：扩散电流

1-2 PN结

内建电位差： $V_B \approx V_T \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}$ ，其中热电压 $V_T = \frac{kT}{q}$ ，室温下约为26mV

伏安特性： $I = I_S (e^{V/V_T} - 1)$ ，S：反向饱和（Saturate），I、V在二极管中常有下列D（Diode）

此处 -1 或变换后的 +1 常忽略

1-3 晶体二极管电路的分析方法

伏安特性曲线在导通电压后以 R_D 的斜率上升

小信号模型-交流模型：串联一个微变电阻（增量结电阻/肖特基电阻） $r_j = \frac{V_T}{I_Q}$ ，与静态工作点有关，此模型下的电流 i_d

1-4 晶体二极管的应用

轮流假设各管导通或截止

1-5 其它二极管

齐纳二极管

又称稳压二极管，工作在反向击穿区

R_Z 相当于小信号模型中的电阻

可将波动的输出范围视作源

可靠击穿即电流足够大

2 晶体三极管

2-1 晶体三极管的工作原理

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_C = \bar{\beta} I_B \approx \bar{\alpha} I_E$$

共基极直流电流放大系数： $\bar{\alpha} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E} = \frac{I_{Cn1}}{I_E} \approx \frac{I_C}{I_E}$

共射极直流电流放大系数： $\bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \approx \frac{I_C}{I_B}$

穿透电流： $I_{CEO} = (1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$

$$I_C = I_S (e^{V_{BE}/V_T} - 1)$$

$$r_{ce} \approx \frac{-V_A}{I_{CQ}} = \frac{|V_A|}{I_{CQ}}$$

- 放大模式：发射结加正向电压，集电结加反向电压， $V_{CE} > 0.3V$
- 饱和模式：均正偏， $V_{CB} = 0.4V, V_{BE} = 0.7V$ （掺杂浓度不同）
- 截止模式：均反偏

基区宽度调制效应：集射电压变化导致基极电流变化

2-2 晶体三极管模型

共射大信号电路

放大模式：只考虑发射结电压，其余按电流关系

饱和模式：考虑发射结电压和集电结电压（ $V_{CE} = 0.3V$ ）

1. 放大模式：输入端接正向电压源（相当于半导体大信号模型中的电压源。即正向导通电压），输出端接正向受控电流源（相当于EM模型中的电流源），发射极为负端
2. 饱和模式：输入端、输出端都接正向电压源，都约为正向导通电压
3. 截止模式：输入端、输出端都断路

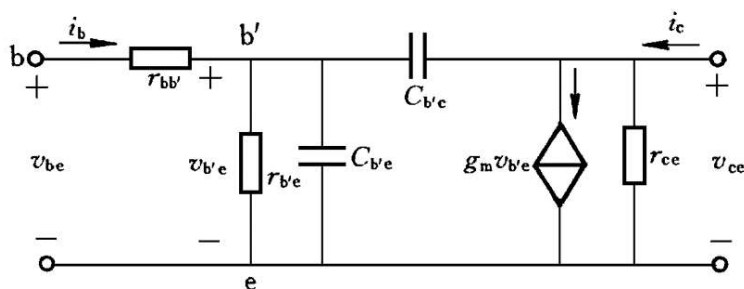
小信号-混合π型微变等效电路

简化:

- 忽略 $r_{b'c}$ 、 r_{ce}
- 低频时: 忽略 $C_{b'c}$ 、 $C_{b'e}$

$\beta = g_m r_{b'e}$: 反映三极管的放大能力

$$\text{跨导 } g_m = \frac{\alpha}{r_e} = \frac{\alpha I_{EQ}}{V_T} \approx \frac{I_{CQ}}{V_T}$$



NPN和PNP的小信号模型一样

频率参数

$$\beta(j\omega) \approx \frac{\beta}{1+j\omega/\omega_\beta}, \omega_\beta = \frac{1}{r_{b'e}(C_{b'e}+C_{b'c})} \approx \frac{1}{r_{b'e}C_{b'e}}$$

特征频率 f_T : β 为1时对应的频率

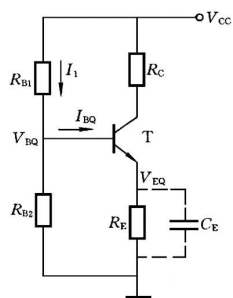
截止频率 f_β : β 为最大时的0.707时对应的频率

2-3 三极管电路分析方法

先假设为放大模式, 然后求 V_{ce} 证明成立

2-4 三极管应用原理

分压式偏置电路



放大模式:

- $V_{BB} = V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}$ (由戴维宁)

- $R_B = R_{B1} // R_{B2}$ (由戴维宁)
- $I_B = \frac{|V_{BB}| - |V_{BE(on)}|}{R_B + (1 + \beta)R_E}$

跨导线性环电路

偶数个BE结环状相接，其中一半按顺时针方向，另一半按逆时针方向，则所有环中顺时针集电极电流之积等于逆时针集电极电流之积。

$$\prod_{CW} i_{Ck} = \lambda \prod_{CCW} i_{Ck}, \lambda = \prod_{CW} S_k / \prod_{CCW} S_k, i \text{ 为集电极电流, } S \text{ 为发射结面积}$$

3 场效应管

3-1 绝缘栅场效应管MOSFET

N: 箭头向内。箭头方向: PN结正偏时正向电流方向

$$I_D = I_S$$

衬偏效应: 衬底和源极间有电压差

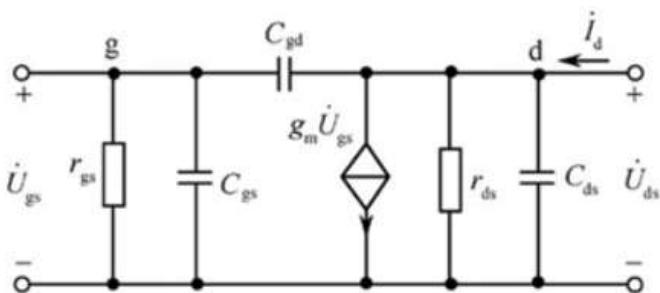
EMOS(Enhancement)

N沟道: $v_{GS} > 0$; P沟道相反

DMOS(Depletion)

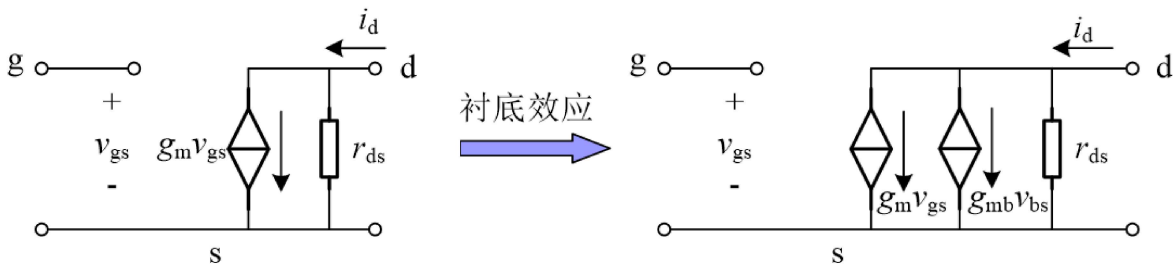
N沟道: $v_{GS} < 0$; P沟道相反

在生产时已经制作了沟道，因此 $v_{GS} = 0$ 时就有沟道



非饱和区: $I_D = \frac{\mu_n C_{OX} W}{2l} [2(V_{GS} - V_{GS(th)})V_{DS} - V_{DS}^2]$

- v_{DS} 很小时: $I_D = \frac{\mu_n C_{OX} W}{l} (V_{GS} - V_{GS(th)})V_{DS}$
- 计及沟道长度调制效应时: $I_D = \frac{\mu_n C_{OX} W}{2l} (V_{GS} - V_{GS(th)})(1 - \frac{V_{DS}}{V_A}) = \frac{\mu_n C_{OX} W}{2l} (V_{GS} - V_{GS(th)})(1 - \lambda V_{DS})$ (源漏电压差导致漏极电流变化)



计及沟道调制效应

饱和区: $I_D = \frac{\mu_n C_{OX} W}{2l} (V_{GS} - V_{GS(th)})^2$

饱和区小信号电路模型: $g_m = 2\sqrt{\frac{\mu_n C_{OX} W}{2l} I_{DQ} (1 + \lambda V_{DSQ})} \approx K(V_{GSQ} - V_{GS(th)})$, 在ds间接一个电阻 $r_{ds} = \frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_D} = \frac{|V_A| + V_{DSQ}}{I_{DQ}} \approx \frac{|V_A|}{I_{DQ}}$

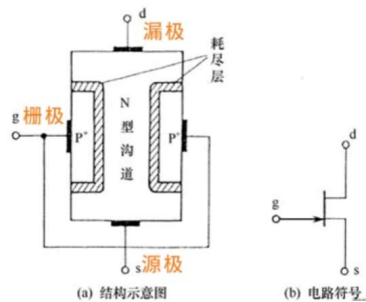
$g_{mb} = \eta g_m$

非饱和区小信号电路模型: $r_{ds} \approx \frac{l}{\mu_n C_{OX} W} \left(\frac{1}{V_{GSQ} - V_{GS(th)}} \right)$

	N沟道	P沟道
非饱和区	$v_{GS} > V_{GS(th)}$ $v_{DS} < v_{GS} - V_{GS(th)}$	$v_{GS} < V_{GS(th)}$ $v_{DS} > v_{GS} - V_{GS(th)}$
饱和区	$v_{GS} > V_{GS(th)}$ $v_{DS} > v_{GS} - V_{GS(th)}$	$v_{GS} < V_{GS(th)}$ $v_{DS} < v_{GS} - V_{GS(th)}$

n沟道中所有不等号取反即是p沟道

3-2 结型场效应管



非饱和区: $I_D \approx 2I_{DSS} \frac{V_{GS} - V_{GS(off)}}{V_{GS(off)}} \frac{V_{DS}}{V_{GS(off)}}$

饱和区: $I_D = I_{DSS} \left(\frac{V_{GS} - V_{GS(off)}}{V_{GS(off)}} \right)^2$

饱和区计及沟道长度调制效应： $I_D = I_{DSS} \left(\frac{V_{GS} - V_{GS(off)}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \left(1 - \frac{V_{DS}}{V_A} \right)$

截止区： $v_{GS} < V_{GS(off)}, i_D = 0$

击穿区：随着 v_{DS} 增加，近漏端PN结发生雪崩击穿， V_{GS} 越负， $V_{(BR)DS}$ 越小

电路模型与MOS管一致

$$g_m = - \frac{2I_{DSS}}{V_{GS(off)}} \frac{V_{GS} - V_{GS(off)}}{V_{GS(off)}}$$

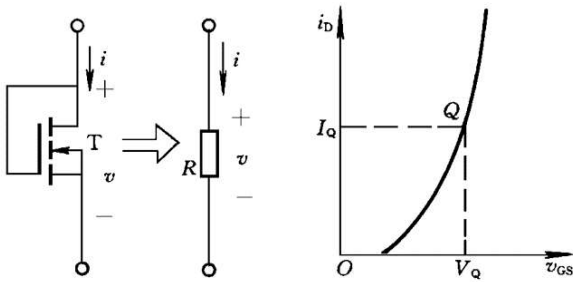
3-3 场效应管应用原理

有源电阻

N沟道EMOS：GD相连

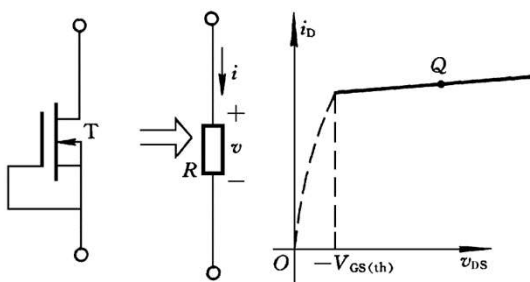
$$i_D = \frac{\mu_n C_{OX} W}{2l} (v_{GS} - V_{GS(th)})^2$$

交流阻值： $\frac{1}{g_m}$



N沟道DMOS：GS相连

交流阻值： r_{ds}



逻辑门电路

N沟道MOS等效为栅压高时闭合的开关

P沟道MOS等效为栅压高时打开的开关

4 放大器基础

增益方向！

4-1 放大器的基本概念

负载开路时 $A_v = A_{vt} \frac{R_L}{R_o + R_L} = \frac{v_{ot} R_L}{v_i (R_o + R_L)}$

负载短路时 $A_i = A_{in} \frac{R_o}{R_o + R_L} = \frac{i_{on} R_o}{i_i (R_o + R_L)}$

源增益: $A_{vs} = A_v \frac{R_i}{R_s + R_i}$, $A_{is} = A_i \frac{R_s}{R_s + R_i}$, 必须用分压算!

输入电阻: 输入电压除以输入电流 (考虑负载)

输出电阻: 移除信号源, 不考虑负载, 从负载看到的等效电阻

R'_o : 不考虑 R_D 等与负载并联的电阻

有时考虑用电流增益算电压增益

能利用三极管放大就用

vt: 三极管; $A_v t$: 三极管自身电压增益

4-2 基本放大器

性能	共源	共栅	共漏
R_i	∞	$\frac{1}{g_m}$	∞
R'_o	r_{ds}	$r_{ds} + R_s + g_m R_s r_{ds}$	$r_{ds} // \frac{1}{g_m}$
A_v	$-g_m (r_{ds} // R_D // R_L)$	$g_m (r_{ds} // R_D // R_L)$	$\frac{g_m R'_L}{1 + g_m R'_L}$

性能	共射	发射极接电阻的共射	共基	共集
R_i	r_{be}	$R_B // [r_{be} + (1 + \beta) R_{E1}]$	$\frac{r_{be}}{1 + \beta}$	$r_{be} + (1 + \beta) R'_E$
R'_o	r_{ce}		$r_{ce} (1 + g_m (R_S // r_{be}))$	$\frac{r_{be} + R_S}{1 + \beta}$
A_v	$-g_m R'_L$		$g_m R'_L$	$\frac{(1 + \beta) R'_E}{r_{be} + (1 + \beta) R'_E}$

共基: 发射极为输入端正极, 基极接地

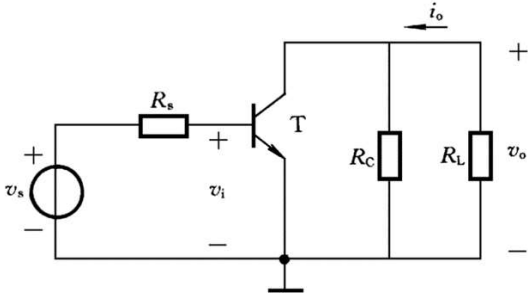
共集: 基极作为输入端正极

要点: 电流源两端不能接信号源

共射放大器

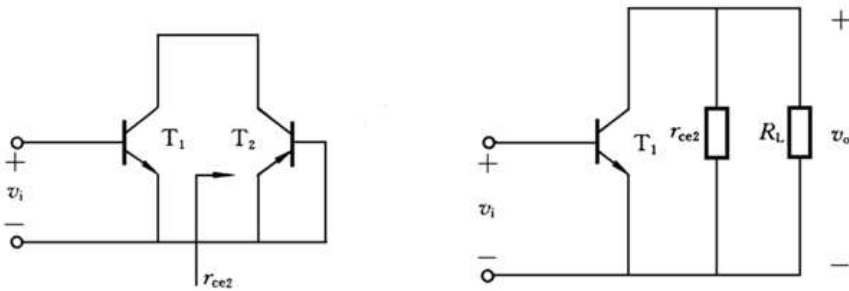
基本共射放大器

- 输入电阻: $R_i = r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}$
- 输出电阻: $R'_o = r_{ce}, R_o = r_{ce} // R_C$
- 电流增益: $A_i = \beta \frac{R_o}{R_o + R_L} = g_m r_{b'e} \frac{R_o}{R_o + R_L}$
- 电压增益: $A_v = -g_m R'_L$



有源负载放大器

- 电压增益: $A_v = -g_m \frac{r_{ce}}{2} = -\frac{|V_A|}{2V_T}$



发射极接电阻的共射放大器

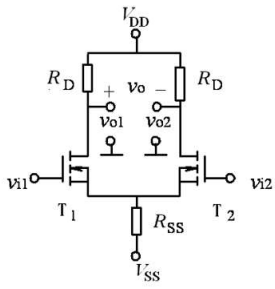
- 输入电阻: $R_i = r_{bb'} + r_{b'e} + R_E \frac{(1+\beta)r_{ce} + R'_L}{r_{ce} + R'_L + R_E}$
- 输出电阻: $R'_o = \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e} + R_E}\right) r_{ce} + \frac{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e} + R_E} R_E, R_o = R'_o // R_C$
- 电流增益: $A_i = \beta \frac{R_C}{R_C + R_L}$
- 电压增益: $A_v = -\frac{\beta R'_L}{r_{bb'} + r_{b'e} + (1+\beta)R_E} \approx -\frac{R'_L}{R_E}$

集成MOS放大器

E/E和E/D MOS放大器: 只用N型, 负载实质为纯电阻

1. E/E: 放大器和负载均为EMOS
2. E/D: 放大器为EMOS, 负载为DMOS

4-3 差分放大器



共模信号 $v_c = (v_1 + v_2)/2$: 两信号和的一半, 即均值

差模信号 $v_d = v_1 - v_2$: 两信号差

$$v_1 = v_c + v_d/2, v_2 = v_c - v_d/2$$

v_{id} 为两端输入之差, 因此差模输入电阻要算两倍

差模等效电路

对差模信号而言, R_{SS} 可视为短路。

性能指标定义

- 双端增益 $A_{vd} = \frac{v_{od}}{v_{id}}$
- 单端输出时差模电压增益 $A_{vdi} = \pm \frac{1}{2} A_{vd}$
- 差模输入电阻 $R_{id} = \frac{v_{id}}{i_{id}}$ (常为两倍)
- 差模输出电阻: 单端输出时, 为放大器任一输出端到地的输出电阻, 而双端输出电阻则是以两端向放大器看过去的输出电阻, 即为两放大器输出电阻之和。(将输入电压短路)
- 共模增益 $A_{vc} = \frac{-g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}}$
- 共模抑制比: $K_{CMR} = \left| \frac{A_{vd}}{2A_{vc}} \right| = \left| \frac{A_{vdi}}{2A_{vci}} \right|$

指标计算

- $v_{odi} = -g_{mi} v_{idi} (R_D // R_L)$
- $v_{IDmax} = \sqrt{2}(V_{GS} - V_{GS(th)})$, 即差模输入的一半的峰值必须保证管子仍处于放大

差模	共模
$v_{id} = v_{1i} - v_{2i}$	$v_{ic} = \frac{v_{1i} + v_{2i}}{2}$
$v_{od} = v_{1o} - v_{2o}$	$v_{oc} = \frac{v_{1o} + v_{2o}}{2}$
$A_{vd} = \frac{v_{do}}{v_{di}}$	
$A_{vdi} = \pm A_{vd}$	$A_{vci} = \frac{v_{1o}}{v_{1c}}$

共模等效电路

对共模信号而言, 相当于接入 $2R_{SS}$ 。

双端共模增益为零

$$\text{双极型差模增益 } A_{vd} = -\frac{\beta R_C}{r_{bb'} + r_{b'e}}$$

4-4 电流源电路及其应用

镜像电流源

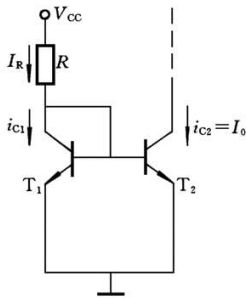
基本镜像电流源电路

T1接成二极管，T2接成电流源

$$i_{C2} = I_O = (I_{S2}/I_{S1})i_{C1} = (S_{E2}/S_{E1})i_{C1}$$

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R}$$

$$I_O = \frac{I_R}{1 + 2/\beta}$$



4-5 多级放大器

划分为多个常见电路模型

4-6 放大器的频率响应

复频域分析方法

一个独立电抗元件对应一对极零点

幅频：波特图为20lg

真实：s换为j ω

波特： $-20\lg\sqrt{1 + (\omega/\omega_p)^2}$ 近似为20dB

遇到零点则斜率加，遇到极点则斜率减，最后叠加/求和

相频： $-\arctan(\omega/\omega_p)$

从 ω_p 开始非0，单极点斜率为-45°

中频增益：将传递函数写为一极一零连乘形式，利用高低通特性将传递函数化为常数

上限频率：

1. 根据定义：

- 多极无零系统： $\omega_H \approx \frac{1}{\sqrt{1/\omega_{p1}^2 + 1/\omega_{p2}^2 + \dots}}$ ，主极点是n重极点时： $\omega_H \approx \omega_p \sqrt{2^{1/n} - 1}$
- 重极点： $\omega_H \approx \omega_p \sqrt{2^{1/n} - 1}$ ，n为极点个数

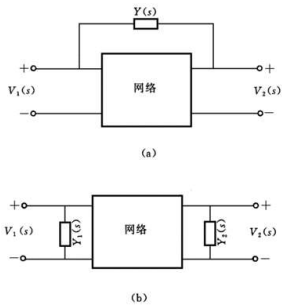
2. 用主极点近似求解

主极点：

- 低频主极点：比其它极点值都大4倍以上
- 高频主极点：比其它极点值都小4倍以上，又称主极点

共源、共发放大器的频率特性

密勒定理



图(a)为输入输出端跨接阻抗 $Z(s)$ (或 $Y(s)=1/Z(s)$)的网络，它可以用图(b)来等效：

$$\begin{cases} Y_1(s) = \frac{1}{Z_1(s)} = Y(s)[1 - A(s)] \\ Y_2(s) = \frac{1}{Z_2(s)} = Y(s)[1 - A(s)] \end{cases}$$
 ，其中 $A(s)=V_2(s)/V_1(s)$ ，即 $Y(s)$ 可以用分别并接在输入输出端的导纳 $Y_1(s)$ ， $Y_2(s)$ 来代替

中频增益即小信号等效电路的电压增益（20lg）

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{\omega_T} - C_{b'c}$$

放大器	CS	CE
密勒效应D因子	$D = 1 + (C_{gd}/C_{gs})g_m R'_L \approx 1 + \omega_T R'_L C_{gd}$	$D = 1 + (C_{b'c}/C_{b'e})g_m R'_L \approx 1 + \omega_T R'_L C_{b'c}$
单向化近似条件	$g_m \gg \omega C_{gd}$ $R'_L \ll 1/\omega C_{gd}$	$g_m \gg \omega C_{b'c}$ $R'_L \ll 1/\omega C_{b'c}$
ω_H	$\frac{1}{R_t C_{tF}}$	$\frac{1}{R_t C_t}$
电容	$C_{tF} = DC_{gs}$	$C_t = DC_{b'c}$

放大器	CS	CE
电阻	R_s	$R_t = (R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}$

5 放大器中的负反馈

5-1 反馈放大器的基本概念

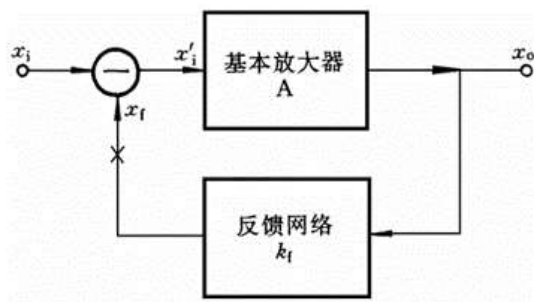
输出信号 $x_o = Ax'_i$

反馈系数 $k_f = \frac{x_f}{x_o}$

误差信号 $x'_i = x_i - x_f$

反馈放大器的增益（闭环增益）： $A_f = \frac{A}{1+T} = \frac{A}{F}$

环路增益 $T = k_f A$ ，反馈深度 $F = 1 + T = 1 + k_f A$



反馈网络的输入端在原输出端侧

四种类型负反馈放大器

电压型：输出端并联；电流型：输出端串联

并联型：输入端并联，接电流源；串联型：输入端串联，接电压源

反馈信号类型一定与输入信号类型一致。

类型判别

分别短路输入输出

1. 短路输入时，若反馈网络的输出对放大器产生影响，如 $v'_i = -v_f$ ，则为串联
2. 短路输出时，若反馈网络有输入，则为电流

简化：

- 与输出连：电压
- 与输入连：并联

极性判别

极性主要指增益的正负

削弱净输入信号的为负反馈，增强净输入信号的为正反馈，即 x_f 的正负

在闭合环路的任一处断开，并在此处假定信号极性，而后不考虑信号源，按顺时针判定信号流经该闭合环路时电压极性的转换，直到返回断开点。

若此时极性与假设相同，则为正反馈。

顺时针指先经过放大器输入，到输出，再到反馈网络输入，到输出。

经过地时反相，经过*电阻*时不变

5-2 负反馈对放大器性能的影响

串联负反馈：输入端是基本放大器的输入与反馈网络的输出串联连接，故输入电阻增加到基本放大器输入电阻的 F 倍

增益及其稳定性

$$\text{源电压增益: } A_{fs} = \frac{R_{if}}{R_{if} + R_s} A_f = \frac{A_s}{1 + k_f A_s}$$

$$\text{增益灵敏度: } S_A^{A_f} = \frac{\Delta A_f}{A_f} \frac{A}{\Delta A}$$

$$S_A^{A_f} = \frac{1}{1 + T}$$

输出电阻

- 输出阻抗低适合输出电压
- 输入阻抗低适合输入电流

失真和噪声

反馈类型	输入阻抗 R_{if}	输出阻抗 R_{of}	类型
电压串联负反馈	$R_i F$	$\frac{R_o}{F_{st}}$	电压增益
电压并联负反馈	$\frac{R_i}{F}$	$\frac{R_o}{F_{st}}$	
电流串联负反馈	$R_i F$	$R_o F_{sn}$	
电流并联负反馈	$\frac{R_i}{F}$	$R_o F_{sn}$	电流增益

$$A_{vt} = A_v \frac{R_o + R_L}{R_L}$$

$$A_{vst} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_{vt}$$

5-3 负反馈放大器的性能分析

拆环方法：

- 考虑反馈放大器输入时，将反馈网络的输出
 - 电压：短路
 - 电流：开路
- 考虑反馈放大器输出时，将反馈网络的输入
 - 并联：短路
 - 串联：开路

电压：假设输出电流

电流：假设输出电压

并联：假设输入电流

串联：假设输入电压

假设网络的输入、输出电流，并用电压来表示之，最后将电流搬回放大器，得到反馈系数

深度负反馈

深度负反馈条件

$$T \gg 1 \text{ 或 } T_s \gg 1$$

6 集成运算放大器及其应用电路

6-1 集成运算电路

6-2 集成运放应用电路的组成原理

理想化条件

虚短虚断

基本应用电路

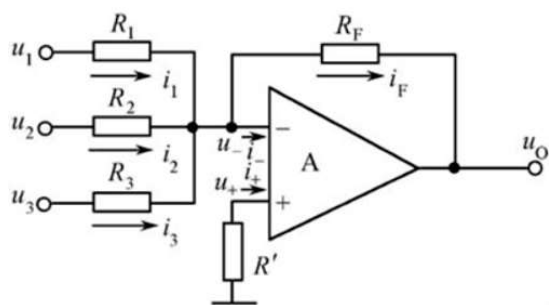
1. 反相放大器 $A_{vf} = -\frac{R_f}{R_1}$ ， R_1 为负向端到地间电阻
2. 同相放大器 $A_{vf} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ ， $R_f = 0$ ， $R_1 \rightarrow \infty$ 时构成同相跟随器
 1. $R_1 \gg R_o$

6-3-1 闭环应用

加法和减法电路

反相加法器

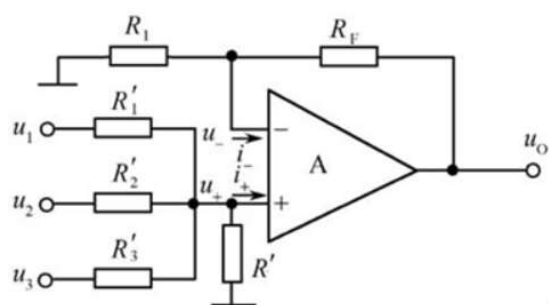
$$v_o = -\left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3}\right)R_F$$



同相加法器

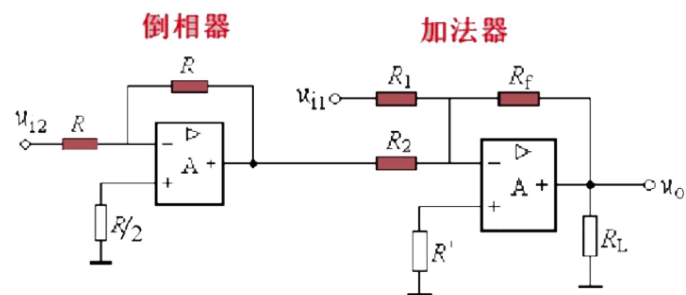
$$v_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)v_+$$

$$v_+ = \left(\frac{v_1}{R'_1} + \frac{v_2}{R'_2} + \frac{v_3}{R'_3}\right)R_P, \text{ 其中 } R_P = R'_1, R'_2, R'_3, R' \text{ 并联}$$



加法器实现的减法器

$$v_o = \frac{R_f}{R_2}v_{i2} - \frac{R_f}{R_1}v_{i1}$$

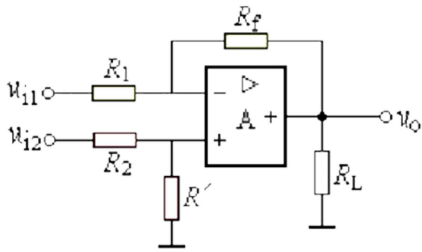


差动减法器

$$v_{o1} = -\frac{R_f}{R_1}v_{i1}$$

$$v_{o2} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)\frac{R'}{R'+R_2}v_{i2}$$

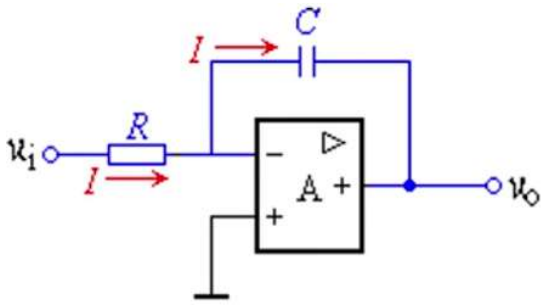
$$\text{当 } \frac{R_f}{R_1} = \frac{R'}{R_2} \text{ 时, } v_o = \frac{R_f}{R_1}(v_{i2} - v_{i1})$$



积分、微分、指数、对数电路

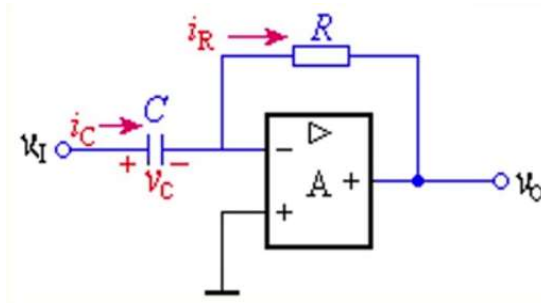
积分运算电路

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int v_i dt$$



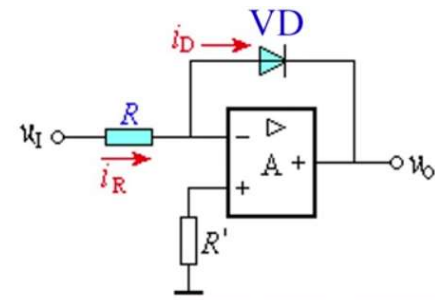
微分运算电路

$$v_o = -RC \frac{dv_i}{dt}$$



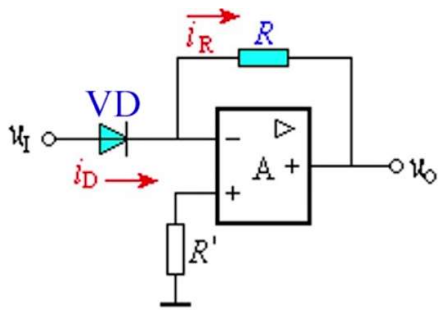
对数运算电路

$$v_o = V_T \ln \frac{v_i}{R I_S}, \text{ 其中 } i_D \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$$



指数运算电路

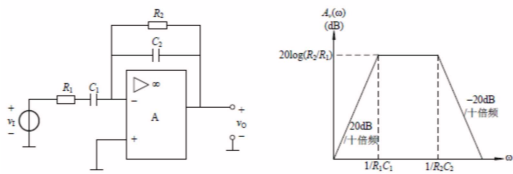
$$v_o = -R I_S e^{\frac{v_s}{V_T}}$$



有源滤波器

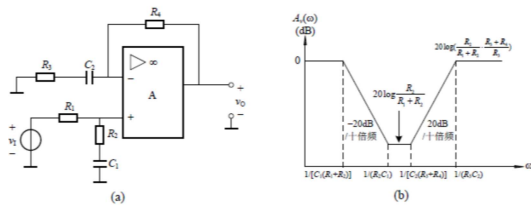
可以带负载，可以提供增益

带通



$$A_v(s) = -\frac{sR_2C_1}{(1+sR_1C_1)(1+sR_2C_2)}$$

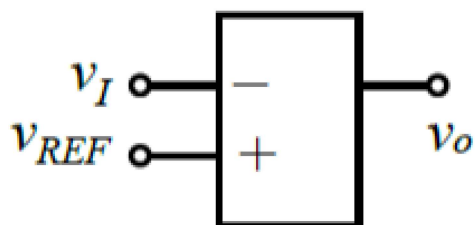
带阻



反相端高通（一极一零） 同相端低通（一极一零）

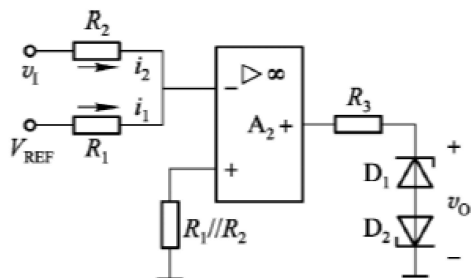
开环应用

电压比较器



$V_+ > V_-$ 时输出高电平

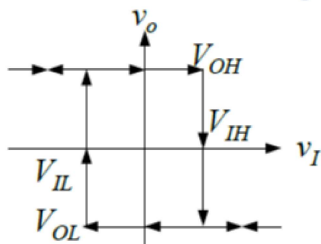
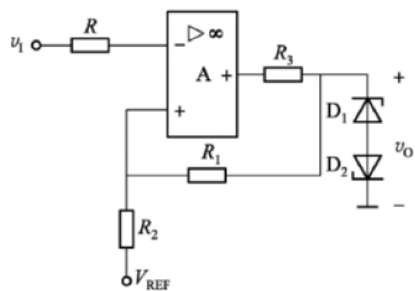
单限电压比较器



门限电平为
 $-(R_2/R_1)V_{REF}$

$$V_{OH} = V_{Z1} + V_{D2(on)}, V_{OH} = -(V_{Z2} + V_{D1(on)})$$

迟滞比较器



$$V_{IH} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{OH} + \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{REF}$$

$$V_{IL} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{OL} + \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{REF}$$

$$\Delta V = V_{IH} - V_{IL} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{OH}$$

先求输出范围，再通过电路求输入范围

输入接电容：方波发生器