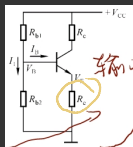


器件



R_e : 产生负反馈, 使静态工作点稳定. R_e 越大, 负反馈作用越强, 稳定性越好.

抑制温漂

静态工作点计算验证

第三章 半导体三极管基本放大电路

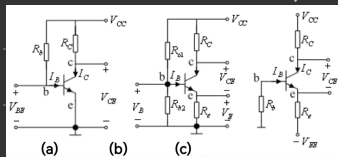
1.3.1 放大电路基础

叠加的前提: 线性电路 三极管是非线性元件, 需使其工作在线性区

耦合电容、旁路电容

交流通路无法独立工作, 它的工作原点是直流通点

直流量 大, 交流量 小, 瞬时量 小, 交流有效值、峰值 大



基极固定偏置 具有工作点稳定 射极偏置
不具有保持工作点稳定 反的基极偏置电路

▲ 负反馈电阻 R_e

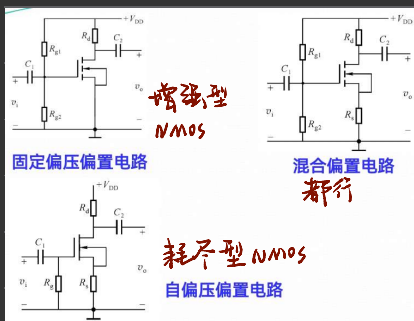
▲ R_e 太大, 输出动态范围 V_{ce} 变小

▲ R_{b1}, R_{b2} 小, V_B 稳定

太大会导致直流量

增大, 输入交流信号的分流作用小

放大能力小



放大电路: ① 合适的静态工作点

② 直流电源极性与三极管相配合

③ 电阻设置与电源配合

BJT 输入信号 b or e 输出信号 c or e

FET 输入 g or s 输出 d or s

三种耦合 ① 耦合电容 优: 电路简单, 分立元件电路

信号和直流通路

缺: 低频响应差, 不利于集成化

② 直接耦合 优: 低频特性好, 易于集成化

(FET 无栅极
电流)

缺: 各级静态工作点相互影响, 难以分析、设计、调试

零点漂移

③ 变压器耦合 优: 静态工作点互不影响, 实现阻抗变换

缺: 频率特性不好, 笨重

放大电路是否合理: ① 直流工作点 好不好, 会不会偏低 (如 R_s , 切个电容)

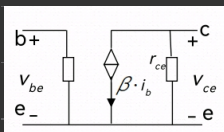
② 电源极性与三极管、场效应管 配合吗

③ 输入回路的偏置 (b, e 之间正偏能否做到)

④ c, e 间有没有短 (无电阻或有旁路电容)

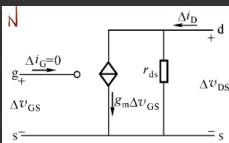
⑤ 场效应对应的偏置是否合适 (J 型不用固定偏置)

直流输入信号应看作是相对于零的变化, 切勿与静态值相混淆



① 低频小信号 ② 变化量 or 交流分量

③ $\beta \Delta i_b$ 方向由 Δi_b 决定 ④ $r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{EQ}}$ ⑤ 不抽器件



① 栅极电流为零 ② 受控电流源方向对 6 种 FET 都适用

1.3.2 放大电路的基本性能指标

电压增益 $A_v = \frac{V_o}{V_i} = A_{v0} \frac{R_L}{R_o + R_L}$ 源电压增益 $A_{vs} = \frac{V_o}{V_s}$

$A_p(dB) = 10 \lg(P_o/P_i)$ $A_v(dB) = 20 \lg(V_o/V_i)$

输入电阻 $R_i = \frac{V_i}{I_i}$ R_i 越大越好

输出电阻 R_o 负载开路时从输出端看进去的等效电阻 R_o 越小, 带载能力越强, 接近恒压源
 $= \frac{V_o'}{I_o'} \Big|_{V_s=0, R_L=\infty}$ 加压求流

通频带 $BW = f_H - f_L$ 结电容、极间电容影响 通频带越宽, 表明放大电路对不同频率信号适应能力越强

最大不失真输出幅度 V_{om} or I_{om} 截止失真 v_c 的谷底 V_{ce} 的顶 ① 静态偏低 ② 输入幅度过大

$\Delta V_{ce} = I_{cm} \cdot R_L'$

饱和失真 i_c 的顶端 V_{ce} 的底端 ① 静态过大 ② 输入幅度太大

$\Delta V_{ce} = V_{ceQ} - a/V$

1.3.3 放大电路的三种基本组态

CE, CC, CB

CS, CD, CG

1.3.4 基本放大电路的动态分析

CE $A_v = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}}$ $R_i = \frac{V_i}{I_i} = R_b // r_{be}$ $R_o = R_c // r_{ce} \approx R_c$

R_e 能抑制温漂, 稳定静态工作点, 允许 β 在一定范围内选择

为什么接旁路电容 C_e : ① 提高动态性能 — 增益, 才会有放大作用.

CC $A_v = \frac{(1+\beta)R_L'}{r_{be} + (1+\beta)R_i} \approx 1$ $A_v \approx 1$ 射极跟随器 $R_i = R_b // [r_{be} + (1+\beta)R_L']$ ② $R_o = R_e // \frac{r_{be} + R_b // R_s}{1+\beta}$ 恒压源

CB $A_v = \frac{\beta R_L'}{r_{be}}$ $R_i = R_c // \frac{r_{ce}}{1+\beta}$ $R_o \approx R_c$ 电流跟随

(波动、干扰都是交流通路解决的事情, 不是非要有小信号)



CS $A_v = -g_m R_i$ $R_i = R_g + R_{g1} // R_{g2}$ (大, 从源得到信号) $R_o = R_d // r_{ds} \approx R_d$ $I_G \approx 0$

CD $A_v = \frac{g_m R_i}{1 + g_m R_i} \approx 1$ $R_i = R_g + R_{g1} // R_{g2}$ $R_o = R // \frac{1}{g_m}$ (小)

CG $A_v = g_m R_i$ $R_i = R // \frac{1}{g_m}$ $R_o = R_d$

	电压增益	输入电阻	输出电阻	特 点	用 途
共射 (CE) 共源 (CS)	反相, 电压增益大	较大 (几千欧)	较大 (R_D)	既有电压放大和电流放大作用	应用广泛, 中间级
共集 (CC) 共漏 (CD)	同相, 近似为 1	最大	最小	输入电阻高、输出电阻低	阻抗变换或电流放大
共基 (CB) 共栅 (CG)	同相, 电压增益较大	最小 (几十欧)	较大 (R_D)	频率特性好	宽频或高频放大电路

1.3.5 恒流源电路及其应用

第4章 单管放大电路的频率特性

低频小信号模型 锁定中频范围

耦合电容交流短路，结电容交流开路

1.4.1 频率响应概述

$V_o = \sum_{k=1}^N V_{ik} |A_{vk}| \sin(\omega_k t + \varphi_k)$ 增益不是常数——幅频失真 附加相移不相同——相频失真

线性失真，非线性失真

饱和、截止由晶体管的非线性特性

一阶RC低通(积分) 

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_H}} \quad f_H = \frac{1}{2\pi RC} \quad |A_v| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_H})^2}} \quad 20 \lg |A_v| = -20 \lg \sqrt{1 + (\frac{f}{f_H})^2}$$

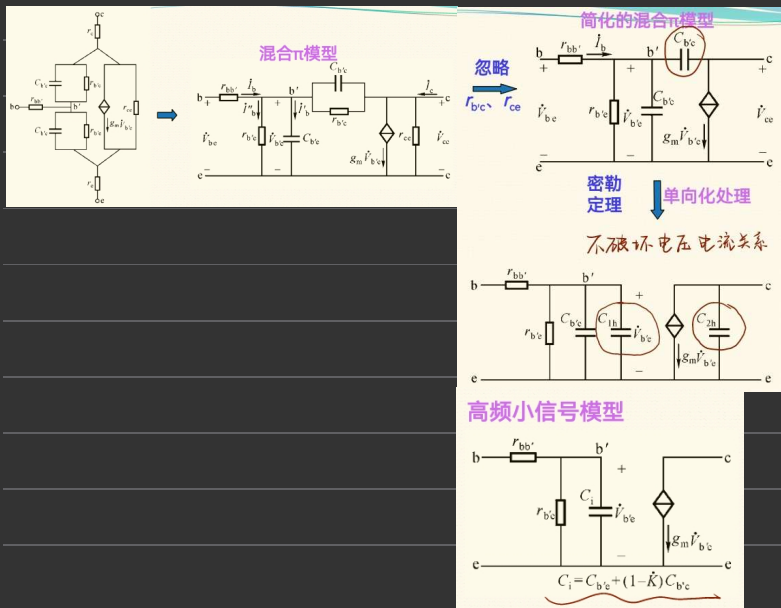
$$\varphi = -\arctan(\frac{f}{f_H})$$

一阶RC高通(微分) 

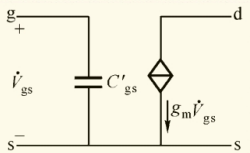
$$A_v = \frac{j\frac{f}{f_L}}{1 + j\frac{f}{f_L}} \quad f_L = \frac{1}{2\pi RC} \quad |A_v| = \frac{(\frac{f}{f_L})}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_L})^2}} \quad 20 \lg |A_v| = 20 \lg \frac{f}{f_L} - 20 \lg \sqrt{1 + (\frac{f}{f_L})^2}$$

$$\varphi = 90^\circ - \arctan(\frac{f}{f_L})$$

1.4.2 三极管的高频小信号模型



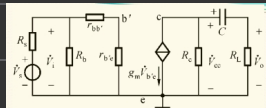
$$K = \frac{V_{ds}}{V_{gs}} = -g_m R_L'$$



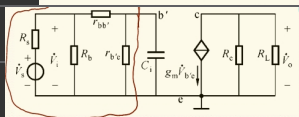
$$\text{中频 } \dot{A}_{vsm} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r'_{be}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_L')$$

$$\text{低频 } \dot{A}_{vsl} = \dot{A}_{vsm} \cdot \frac{j\omega(R_c + R_L)C}{1 + j\omega(R_c + R_L)C} = \frac{jf/f_L}{1 + jf/f_L}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C}$$



$$\text{高频 } \dot{A}_{vSH} = \dot{A}_{vsm} \frac{1}{1 + j\omega R_s' C_i} = \dot{A}_{vsm} \frac{1}{1 + j f / f_H} \quad f_H = \frac{1}{2\pi R_s' C_i}$$



$$\text{全频段 } \dot{A}_{vs} \approx \dot{A}_{vsm} \cdot \frac{j\omega L_0}{1+j\omega L_0/f_0} \cdot \frac{1}{1+j\omega/f_n}$$

上限频率越高的放大电路具有更快的响应时间

下限频率越低,其瞬态响应中车顶降落就会越小

多级放大电路的频率响应

低频转折频率个数由放大电路中耦合电容的旁路电容个数决定:

高频、 $\dots\dots\dots$ 板间电容个数所决定。其数值取决于各电容回路的时间常数。

总结：由于它是直耦、高增益的多级放大器，所以上限 f_H 极低，开环时通常为几+Hz。 $f_L=0$

2.2.4 多级放大电路

级间耦合原则: ① 静态时各级合压静₂ ② 动态时信号畅通有效传递

① 磁旁耦合 ② 直接耦合 ③ 变压器耦合 ④ 光电耦合 抗干扰能力强。

多级的 R_i 就是第一级的 R_i , 第一级为 CC, 应考虑第二级的影响

多级的 R_o 就是末级的 R_o , 末级为 CC, 应考虑末前级的影响

为什么耦合电容 C_1, C_2 常取 10 或 $20 \mu F$, 而旁路电容 C_e 则取上百 μF .

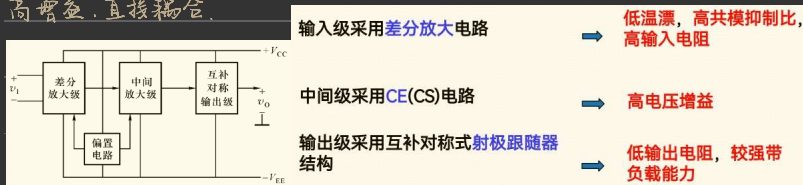
因为与 C_1, C_2 所在回路的等效电阻相比, C_e 所在回路的等效电阻要小得多, 因此需大容值, 才能使它们产生的压降在数量级上相当.

第二篇 模拟集成电路及其应用

第一章 集成运算放大器

2.1.1 集成运算放大器的典型结构及特点

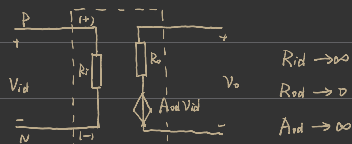
高增益, 直接耦合.



二、集成运放的主要特点

- 同一硅片 相同工艺 → 元件参数具有良好的的一致性和同向偏差 → 采用结构对称为特征的电路
- 芯片面积小 功耗很低 → 工作电流极小 (如几~几十微安) → 采用微电流源作为偏置及有源负载
- 无法制造大容量电容 → 采用直接耦合方式

低频小信号模型



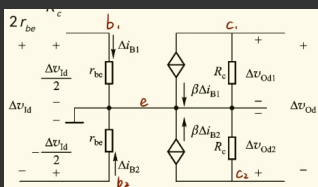
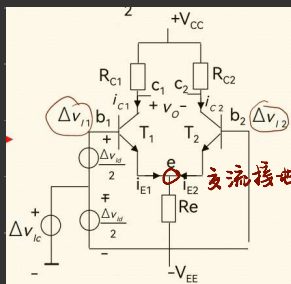
虚短 $V_{id} \approx 0$ $V_p = V_n$ 虚断 $I_{id} \approx 0$

2.1.2 运放输入级—差分放大电路 对差模信号进行放大, 对共模信号进行抑制

由于电路结构对称, 元件参数和特性相同, 因而温度时 V_{C1K}, V_{C2K} 始终相等, $V_{O1K} = 0$, 有效抑制温漂和零漂

差模 $\Delta V_{id} = \Delta V_{i1} - \Delta V_{i2}$ 共模 $\Delta V_{ic} = \frac{\Delta V_{i1} + \Delta V_{i2}}{2}$

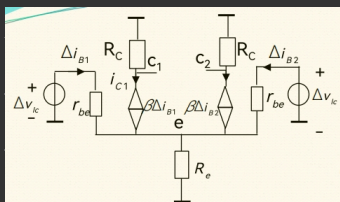
输入 $\Delta V_{i1} = \Delta V_{ic} + \frac{\Delta V_{id}}{2}$ $\Delta V_{i2} = \Delta V_{ic} - \frac{\Delta V_{id}}{2}$



$$A_{vd1} = \frac{\Delta V_{od1}}{\Delta V_{id}} = -\frac{\beta R_C}{2r_{be}} \quad A_{vd2} = \frac{\Delta V_{od2}}{\Delta V_{id}} = +\frac{\beta R_C}{2r_{be}}$$

$$A_{vd} = -\frac{\beta R_C}{r_{be}} \quad \text{单端输出放大倍数是双端输出的一半}$$

$$R_{id} = \frac{\Delta V_{id}}{\Delta I_{id}} = 2r_{be} \quad \text{单端输出 } R_o = R_C \quad \text{双端输出 } R_o = 2R_C$$



$$A_{vic} = \frac{-\beta R_C}{r_{be} + 2(1+\beta)R_E} = A_{v2c} \quad \Delta V_{ic} = \Delta V_{o1c} - \Delta V_{o2c} = 0 \quad A_{Vc} = \frac{\Delta V_{ic}}{\Delta V_{ic}} = 0$$

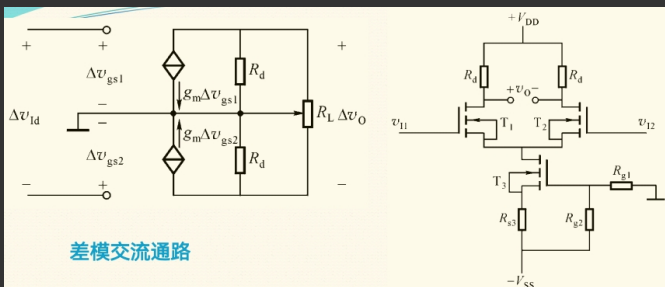
A_{Vc} 反映差分放大电路抑制共模干扰和温漂的能力, 越小越强。

$$\text{共模抑制比 } K_{CMR} = \left| \frac{A_{vd}}{A_{Vc}} \right|$$

$$C. \text{ 输出时 } K_{CMR} = \left| \frac{A_{od}}{A_{osd}} \right| = \frac{r_{be} + 2(1+\beta)R_E}{2r_{be}}$$

恒流源代替
 $R_E \uparrow, K_{CMR} \uparrow$

$$\Delta V_o = A_{vd} \Delta V_{id} + A_{Vc} \Delta V_{ic}$$



差模交流通路

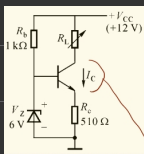
$$A_{vd} = \frac{\Delta V_{od}}{\Delta V_{id}} = -g_m R'_L$$

$$R_{id} = \frac{\Delta V_{id}}{\Delta I_{id}} \rightarrow \infty$$

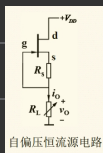
1.3.5 恒流源电路及其应用

设计目标: ① 工作于线性区 ② 增大输出电阻

BJT组成的



FET组成的

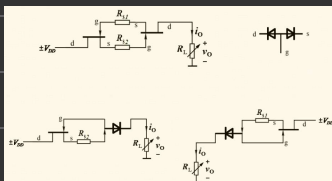


自偏压恒流源电路

$$I_D \approx I_{DSS}$$

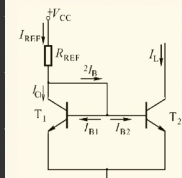
$$V_{GS} = 0$$

$$R_D = r_{ds}$$



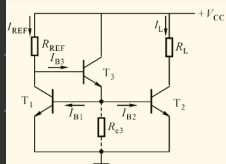
恒流源可以用作直流偏置、有源负载、恒流负载电阻

1. 基本镜像电流源



$$I_L \approx I_R = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R}$$

2. 跟随型镜像电流源电路



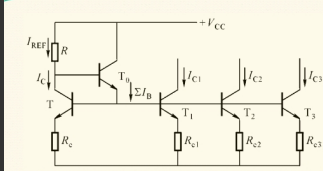
T_3 : 减小输出电流与参考电流的误差

$$I_L = I_{C2} = I_{C1} \approx I_{REF} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_{REF}} \approx \frac{V_{CC}}{R_{REF}}$$

T_1 伏安特性曲线整体上并变宽
间距↑

温度补偿作用

3. 多路电流源电路

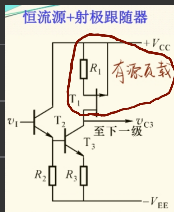


I_{REF} 确定后, 为支路串入不同射极电阻, 可得不同的输出电流

接入 $R_{e1}, R_{e2} \uparrow$

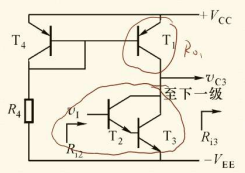
运放中间级——电压放大电路 主题: $\uparrow A_v$

$$A_v = - \frac{\beta(R_c // R_{o2})}{r_{be}} \quad \textcircled{1} R_c \text{ 用恒流源} \quad \textcircled{2} \text{ 纵向三极管 or 达林顿复合管, } \uparrow \beta \quad \textcircled{3} \text{ 增加 } -CC \text{ (射极) 进行阻抗变换}$$



$$R_{o1} \approx (1 + g_m R_1) r_{be} + R_1$$

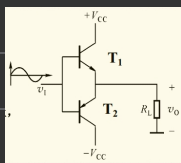
恒流源+复合管



$$A_v = - \frac{\beta_1 \beta_2 (R_{o1} // r_{ce3} // R_{i2})}{R_{i1}} \quad R_{i2} = r_{be3} + (1 + \beta_3) r_{e3}$$

运放输出级——互补对称共集输出电路 OCL

要求: ① R_o 小 ② V_{om} 不可能大 ③ R_i 大



最大输出电压幅值 $V_{CC} - V_{CES}$ 不会超过电源电压

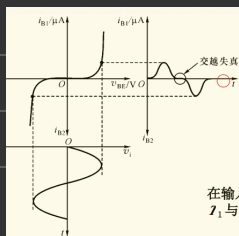
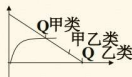
$$R_o = r_{be} + (1 + \beta) R_L$$

管子属于乙类放大: 导通角为 $\theta = \pi$, 三极管半周导通

效率高, 但有交越失真

甲类放大: 导通角为 $\theta = 2\pi$, 前面讨论的单管放大电路

甲乙类放大: 导通角介于 π 和 2π 之间

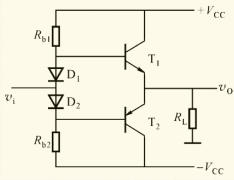


交越失真 乙类不可忽视

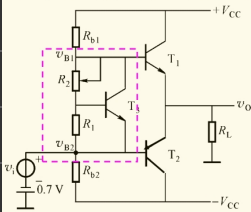
在输入
 v_i 与

2. 甲乙类互补对称输出电路

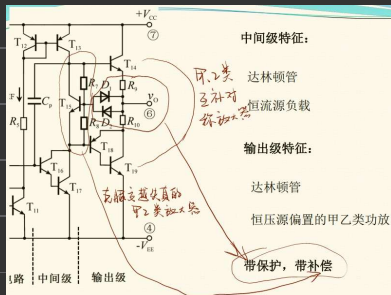
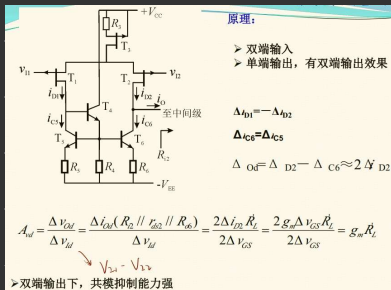
利用二极管提供静态偏置



利用恒压电路提供静态偏置 (P181)



2.1.5 典型运放内部电路分析



2.1.6 集成运放的主要性能指标

实际运放: 传输特性曲线不通过坐标原点, 称为输出失调, 为弥补, 设置调零端

开环差模电压放大倍数 $A_{od} = \frac{\Delta v_O}{\Delta v_{Id} - \Delta v_{Ic}}$ 差模输入电阻 $R_{id} = \frac{\Delta v_{Id}}{\Delta i_{Id}} = \frac{\Delta v_{Id} - \Delta v_{Ic}}{\Delta i_{Id}}$

输入失调电压 $V_{IO} = -\frac{V_{O0}}{A_{od}}$ 输出失调电压
反向补偿电压

输入失调电压漂移 $\frac{dV_{io}}{dT}$ 随温度变化程度

输入失调电流 I_{I0} 反映输入端输入电流的不平衡程度

$\downarrow |I_{BP} - I_{BN}| \quad I_{IB} = \frac{I_{BP} + I_{BN}}{2}$ 偏置电流

输入失调电流温度漂 dI_{I0}/dT

输入平衡电阻相等且小。

集成运放在用作线性放大时必须接成闭环。

最大共模输入电压 V_{icmax} 失去正常的差模放大能力

共模输入电阻 $R_{ic} = \frac{\Delta V_{ic}}{\Delta I_{ic}}$

单位增益带宽 $f_c = A_{od} \cdot f_u$ A_{od} 下降至 0 dB 时 f 。

转换速率 SR (压摆率) $= \left| \frac{dV_o}{dt} \right|_{max}$ 过零区

全功率带宽 f_p 不产生因 SR 的失真, 最高工作 f 。

第二章 负反馈放大电路

2.2.1 反馈的基本概念与增益函数

放大器和反馈网络组成一个闭环系统, 称为反馈放大器

① 输出取样电量

② 与输入信号比较求和

判断一个放大电路是否存在反馈,

➤ 检查净输入回路与输出回路之间是否存在反馈网络。

净输入回路

双极型管放大级中, 净输入回路为三极管的 b-e 之间;

差分放大级的净输入回路为两个三极管的基极之间;

运放的净输入回路为同相与反相输入端之间

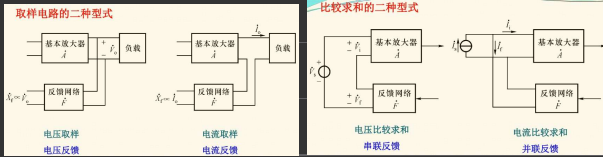
➤ 反馈量是否影响了输入量

$A_f = \frac{A}{1+AF}$ AF 是回路增益 $1+AF$ 是反馈深度

深度负反馈 $A_f \approx \frac{1}{F}$

净输入量减小就是负反馈。

2.2.2 反馈的分类



串联 — 串联反馈 — 输入量和反馈量放在不同节点上 并联 — 同一节点

平衡电阻，减小失调 — 两个端子等效对地电阻相等时，会减小失调电流引起的失调电压

整体法 将整个看成一个放大器，正的进去负的输出是反相端。

2.2.4 负反馈对放大器性能的影响

① 闭环增益稳定性 $\frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{A} \frac{1}{1+A F}$ 深度越深越稳定

② 改善放大电路非线性

③ 抑制放大电路内部的温漂、噪声及干扰 减小为原来的 $\frac{1}{1+A F}$ 噪声从输入信号来没用

④ 扩展通频带 闭环时中频增益 $\frac{A_m}{1+A_m F}$ 上限频率 $f_{Hf} = (1+A_m F) f_H$ 下限 f_L

增益带宽积近似为常数

⑤ 对输出电阻影响 电压负反馈 $R_{of} = \frac{1}{1+A F} R_o$ 深度 $R_{of} \approx 0$ (从取样点看)

电流负反馈 $R_{of} = (1+A F) R_o$ 深度 $R_{of} \approx \infty$

⑥ 对 R_i 并联 $R_{if} = \frac{R_i}{1+A F}$ 深度 $R_{if} \approx 0$ (求和点看入)

串联 $R_{if} = (1+A F) R_i$ 深度 $R_{if} \approx \infty$

2.2.5 由分立元件构成的负反馈放大电路

2.2.6 负反馈放大电路的稳定性分析

起振条件 $|A\dot{F}| > 1$

产生自激振荡的条件 $A\dot{F} = -1$ $\begin{cases} |A\dot{F}| = 1 & \text{幅值平衡条件} \\ \Delta\varphi_{AF} = \Delta\varphi_A + \Delta\varphi_F = \pm(2n+1)\pi & \text{相位} \end{cases}$

负反馈放大电路稳定工作(不产生自激)的稳定判据是: ① $|A\dot{F}| = 1$, $|\Delta\varphi_A + \Delta\varphi_F| < 180^\circ$

② $\Delta\varphi_A + \Delta\varphi_F = \pm 180^\circ$, $|A\dot{F}| < 1$

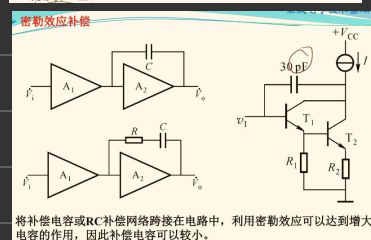
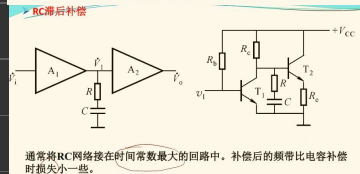
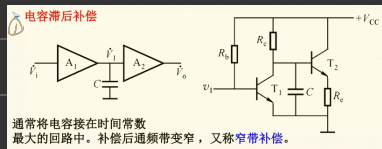
$\Delta\varphi_A + \Delta\varphi_F = \pm 180^\circ$ 时对应的环路增益为增益裕度 $G_m = 20 \lg |A\dot{F}|$

$20 \lg |A\dot{F}| = 0$ 时对应频率为 f_a , 相位裕度 $\varphi_m = 180^\circ - |\varphi(f_a)|$

工程上要求 $G_m \leq -10 \text{ dB}$, $\varphi_m \geq 45^\circ$

纯电阻不产生附加相移。

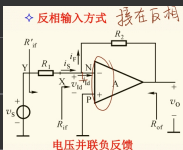
消除自激振荡的方法



第三章 集成运放组成的典型应用电路

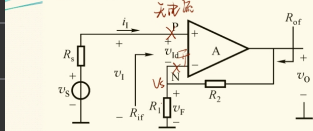
输出反馈同反相——负反馈

比例运算



$$V_o = -\frac{R_f}{R_i} \cdot V_s$$

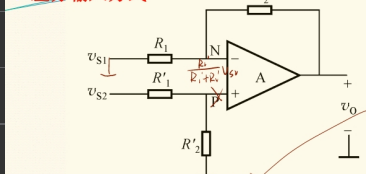
◆ 同相输入方式



$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_s$$

因为 R_1 开, $V_o = V_s$, 电压跟随器 良好转接性能

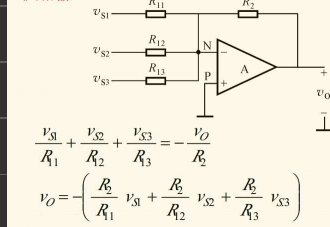
◆ 差分输入方式



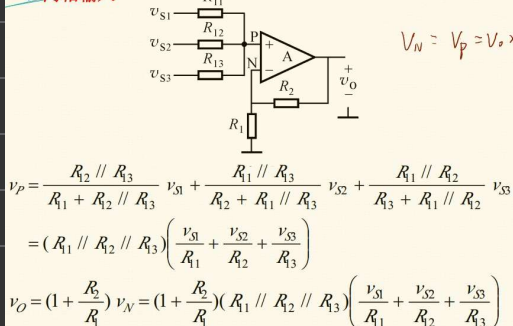
$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_{s2} - V_{s1})$$

求和运算

◆ 反相输入



◆ 同相输入



◆ 双端输入

$v_{s1} = v_{s4} = 0$ 时:

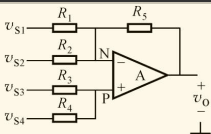
$$v_{o1} = -\frac{R_5}{R_1} v_{s1} - \frac{R_5}{R_2} v_{s2}$$

$v_{s1} = v_{s2} = 0$ 时:

$$v_{o2} = -\frac{R_5}{R_3 + R_4} v_{s3} + \frac{R_5}{R_3 + R_4} v_{s4}$$

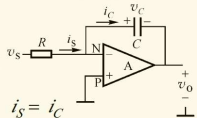
$$v_{o2} = (1 + \frac{R_5}{R_1 // R_2}) (\frac{R_4}{R_3 + R_4} v_{s3} + \frac{R_5}{R_3 + R_4} v_{s4})$$

$$v_o = -\frac{R_5}{R_1} v_{s1} - \frac{R_5}{R_2} v_{s2} + (1 + \frac{R_5}{R_1 // R_2}) (\frac{R_4}{R_3 + R_4} v_{s3} + \frac{R_5}{R_3 + R_4} v_{s4})$$



积分和微分运算

◆ 积分运算

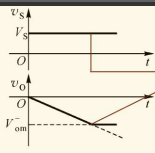


$$i_s = i_c$$

$$v_o = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt + v_o(0)$$

设 $v_o(0) = 0$

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s dt$$

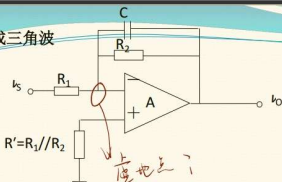


若输入阶跃信号, 则

$$v_o = -\frac{V_s}{RC} t$$

方波转换成三角波

集成电子技术基础



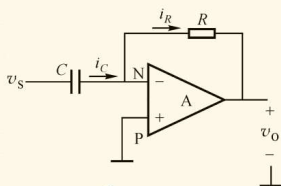
$$-\frac{v_s}{R_1} = \frac{v_o}{R_2} + C \frac{dv_o}{dt}$$

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_s (1 - e^{-t/R_2 C})$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} v_s (1 - e^{-t/\tau_2})$$

$$t \ll \tau_2 \quad 1 - e^{-t/\tau_2} \approx \frac{t}{\tau_2} \quad v_o = -\frac{v_s}{R_1 C} t$$

◆ 微分运算

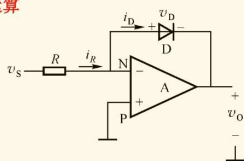


$$i_R = i_C = C \frac{dv_s}{dt}$$

$$v_o = -i_R \cdot R = -RC \frac{dv_s}{dt}$$

对数和指数运算

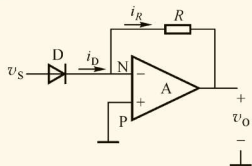
对数运算



$$i_D = I_S (e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1) \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}} \quad i_R = \frac{v_S}{R} = i_D = I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

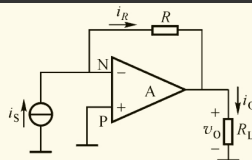
$$v_O = -v_D = -V_T \ln \frac{v_S}{R \cdot I_S}$$

指数运算



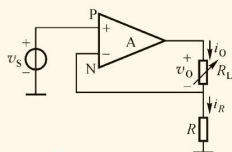
$$v_O = -i_R \cdot R = -i_D \cdot R = -I_S R e^{v_S / V_T}$$

电流电压变换电路



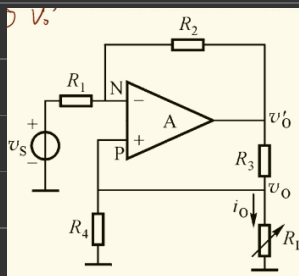
$$v_O = -i_S \cdot R \quad \text{与负载 } R_L \text{ 无关。}$$

负载不接地



$$i_O = i_R = -\frac{v_S}{R}$$

$$i_O = \frac{1}{R} v_S \quad \text{与负载 } R_L \text{ 无关。}$$

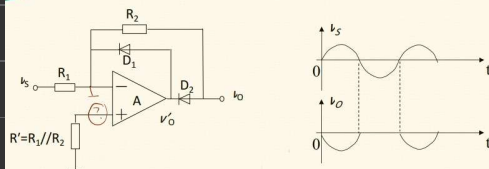


应用虚短 $v_p = v_n$

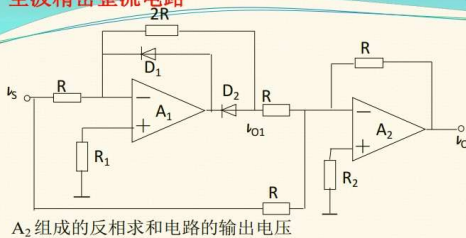
$$R_2 / R_1 = R_3 / R_4 \text{ 时, } v_O = -\frac{R_2}{R_1} v_S$$

◆ 半波精密整流电路

精密整流电路



◆ 全波精密整流电路



$$v_O = -v_{O1} - v_S$$

2.3.3 有源源波器

LPF, HPF, BPF, BEF

2.3.4 电压比较器

虚短不能用

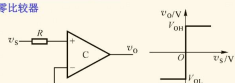
开环或正反馈状态, 非线性应用

基本要求: 动作迅速, 反应灵敏, 判断准确, 抗干扰能力强

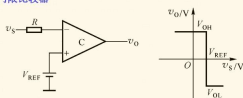
① 一、单限比较器

抗干扰能力不够

➢ 过零比较器

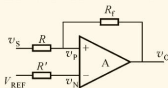
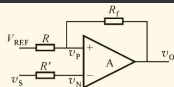


➢ 单门限比较器



② 滞回比较器

输入比较电压接反相端，参考电压在同相端，输出与输入构成正反馈。



输入比较电压接同相端，参考电压在反相端，输出与输入构成正反馈。

反相滞回比较器

比较电压，在输入端

输入和输出之间的关系用电压传输特性表示

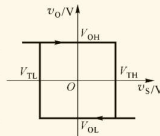
$$v_N = v_S$$

$$v_P = \frac{R}{R + R_f} v_O + \frac{R_f}{R_f + R} V_{REF}$$

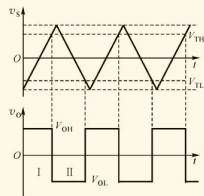
当 $v_O = v_{OH}$ 时， $v_P = V_{TH}$ ，称为上触发电平

当 $v_O = v_{OL}$ 时， $v_P = V_{TL}$ ，称为下触发电平

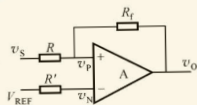
V_{TH} 和 V_{TL} 是比较器输出电平翻转的两个阈值电平。



由于其特性如同迟滞回路，故称迟滞比较器（或施密特触发器）

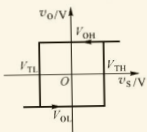


同相滞回比较器



$$\begin{cases} v_N = V_{REF} \\ v_P = \frac{R}{R + R_f} v_O + \frac{R_f}{R_f + R} v_S \end{cases}$$

$$v_S = \frac{R + R_f}{R_f} V_{REF} - \frac{R}{R_f} v_O$$



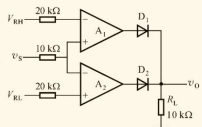
当 $v_O = v_{OL}$ 时， $v_S = V_{TH}$ ，上触发电平

当 $v_O = v_{OH}$ 时， $v_S = V_{TL}$ ，下触发电平

回差电压 $\Delta V = V_{TH} - V_{TL}$ 越大，越不易误触发，抗干扰能力越强

③ 窗口比较器和三态比较器 会分析

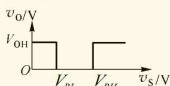
窗口比较器



当 $v_S > V_{RH}$ 时， $v_{O1} = v_{OH}$ ， $v_{O2} = v_{OL}$ ， $v_O = v_{OH}$ ；

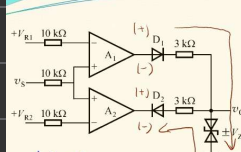
当 $v_S < V_{RL}$ 时， $v_{O1} = v_{OL}$ ， $v_{O2} = v_{OH}$ ， $v_O = v_{OH}$ ；

当 $V_{RL} < v_S < V_{RH}$ 时， $v_{O1} = v_{OL}$ ， $v_{O2} = v_{OL}$ ， $v_O = 0$ ；



三态比较器

集成电子技术基础



$v_S < V_{RL}$ 时

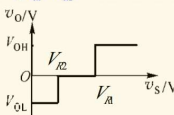
$v_{O1} = v_{O2} = v_{OL}$
D2 导通，D1 截止
 $v_O = v_{OL} - \sqrt{2}$

$v_S > V_{RH}$ 时

$v_{O1} = v_{O2} = v_{OH}$
D1 导通，D2 截止
 $v_O = v_{OH} + \sqrt{2}$

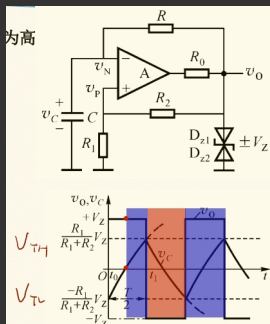
$V_{RL} < v_S < V_{RH}$ 时

$v_{O1} = v_{O2} = v_{OL}$ ， $v_{O2} = v_{OH}$
D2 截止，D1 截止
 $v_O = 0$



2.4.5 非正弦波发生器

为高



$v_C(t) = v_C(\infty) + [v_C(0^+) - v_C(\infty)] e^{-t/\tau}$ 再利用三要素法求T.

$$T = 2RC \ln(1 + 2\frac{R_1}{R_2})$$

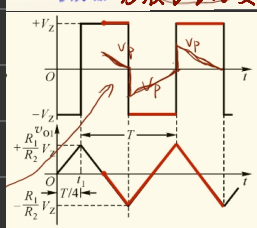
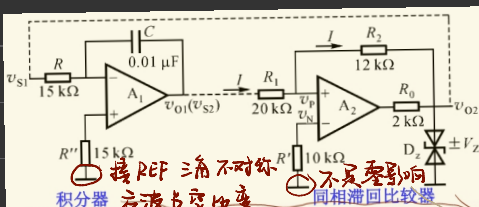
线性不好

恒压充放电



恒流充放电

改进



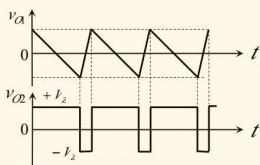
$$\text{三角波 } V_{om1} = \frac{R_1}{R_2} V_Z$$

移动但不改变宽度 正反馈系数决定

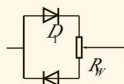
$$V_{om1} = -\frac{1}{RC} \int_0^T (-V_Z) dt = \frac{V_Z}{RC} \cdot \frac{T}{4} \quad T = 4RC \frac{R_1}{R_2}$$

稳压管决定电容幅度

改进电路（锯齿波发生电路）



这只要将积分器的正向和负向积分回路分开，并能调节正负方向积分的时间常数即可。



第四章 信号发生器

2.4.1 产生正弦振荡的条件

正弦振荡电路, 产生稳定振荡的条件: $A\dot{F} = +1$ 一定, 幅值稳定 通带内正反馈

负反馈产生自激的条件: $A\dot{F} = -1$ 强调负 $\rightarrow$ 正

产生振荡条件: $|A\dot{F}| > 1$, $\varphi_{AF} = \varphi_A + \varphi_F = \pm 2n\pi$

稳定振荡条件: $|A\dot{F}| = 1$, $\varphi_{AF} = \varphi_A + \varphi_F = \pm 2n\pi$

待解决问题 ① 唯一 ② 输出无非线性失真

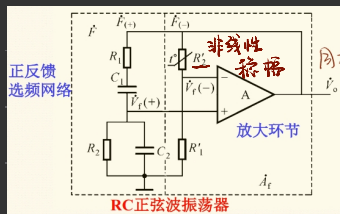
↓
选频网络

↓
稳幅环节

正弦振荡电路包括: 放大环节, 正反馈网络, 选频网络, 稳幅环节

零度相移, 表现为电阻

2.4.2 RC正弦波振荡器 (1MHz 以下)



$$\dot{A}_v = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

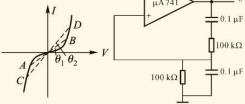
当 $\omega = \omega_0 = 1/RC$ 时 $\dot{F}_{(+)} = 1/3$, $\varphi_F = 0^\circ$, 满足自激振荡的相位条件。所以只有在有在此时才能产生单一频率的振荡。

当 $\omega = \omega_0$ 时, 正反馈最强 $|\dot{F}_{(+)}| = 1/3$ 而 $|\dot{A}\dot{F}| > 1$ $J_0 = \frac{1}{2\pi RC}$
所以只有当放大环节 $A_j \geq 3$ 时才能满足振荡的幅度条件。

- 热敏电阻
- 场效应管

起振时 $A_j = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} > 3$

当输出幅度增大时
 $\Rightarrow$ 流过二极管的电流增大 $\Rightarrow$ 二极管的等效电阻减小 $\Rightarrow$ 使 A_j 减小, 进入稳定振荡。

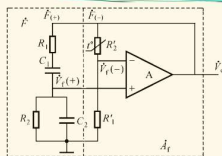


热敏电阻

R_T 采用正温度系数的热敏电阻

R_T 采用负温度系数的热敏电阻

$$A_j = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$



R, C 均不能取很小, 常用作低频信号源

判断 ① 正反馈： ② 大于3的增益 (共集不行) ③ 静态工作点 (耦合电容要不要)

2.4.3 LC正弦波振荡器 (几百kHz以上, 常用作高频信号源)

选频网络是LC谐振回路

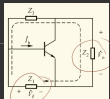
要求放大环节具有较高上限 f_H (使在通带内)

品质因数 $Q = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{L}{C}}$ $Q \uparrow$, 选频特性 $\uparrow$

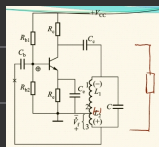
① 变压器反馈式LC正弦振荡器

谐振电容不短接 (pF), 直流偏置处于放大态是振荡器的基础
(所有C开路)

② 三点式LC正弦振荡器



电感三点式 (Hartley) 振荡器



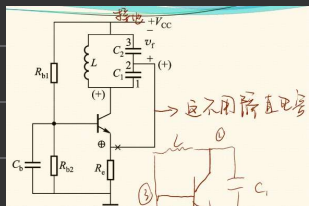
表现出来电阻

容易起振, 但波形不太好

中间抽头接地, 首尾极性相反:

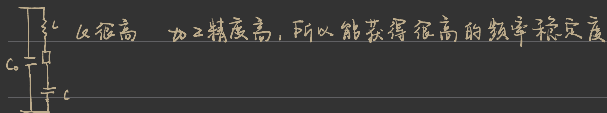
取一端接地, 另一端和中间抽头极性相同。

电容三点式 (Colpitts) 振荡器



波形较好 (C2滤去高次谐波), 但不易起振。

2.4.4 石英晶体振荡器



并联式 频率在 f_s 与 f_p 之间, 使晶体呈感性

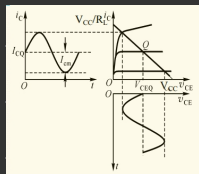
串联式 接在正反馈支路中, $f = f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

开环, 虚短没有用?

第五章 功率变换电路

2.5.1 功率放大电路的特点和基本类型

① 甲类单管功放级



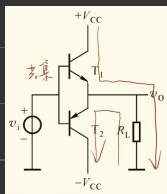
$$V_{CEQ} \approx \frac{V_{CC}}{2}$$

理想效率 25% 低!

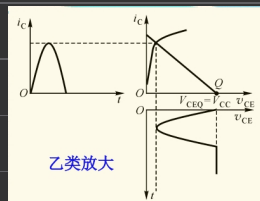
$$\theta = 360^\circ$$

② 乙类功放

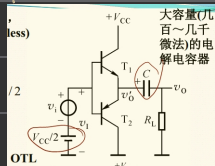
双电源供电的互补对称功放 OCL



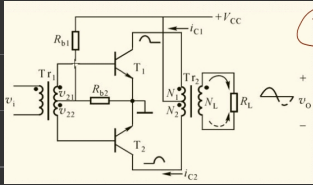
$$\theta = 180^\circ$$



单电源



变压器耦合推挽式



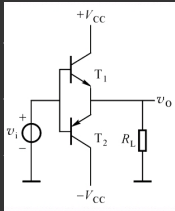
T_1, T_2 同极型对称推挽管

R_{B1}, R_{B2} 提供静态偏置, 克服交越失真

优点: ① 改变变压器的变比, 能找到最佳等效负载 (P_{max} 且不失真)

② 不提高电源电压, 使 $V_{om} >$ 电源电压.

2.5.2 功放的分析计算

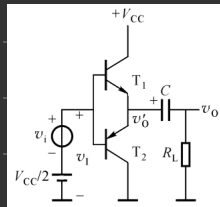


$$\text{输出功率 } P_o = \frac{V_{om}^2}{2R_L}$$

$$\text{输出效率 } P_E = \frac{2V_{CC} V_{om}}{\pi R_L} \quad \eta = \frac{P_o}{P_E} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{om}}{V_{CC}}$$

$$\text{最大 } P_o \quad P_{om} \approx \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad \eta_{max} = \frac{P_o}{P_E} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$$

$$\text{管耗 } P_T = P_E - P_o \quad \text{最大管耗 } P_{TM} = \frac{4}{\pi^2} P_{om} \approx 0.4 P_{om} \quad \text{每个管 } P_{T1M} = P_{T2M} \approx 0.2 P_{om}$$

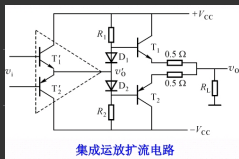


$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R_L} \quad P_E = \frac{V_{CC} V_{om}}{\pi R_L}$$

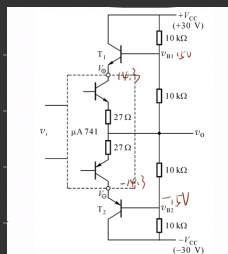
$$\eta = \frac{\pi}{2} \frac{V_{om}}{V_{CC}}$$

$$V_{om} \approx \frac{V_{CC}}{2} \quad P_{om} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \quad \eta \approx 78.5\%$$

2.5.3 集成功率放大器

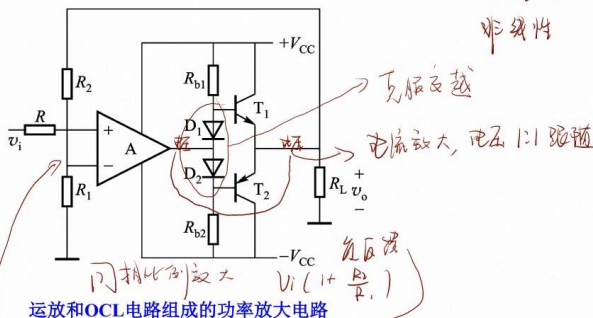


集成运放扩流电路



经扩压后的输出电压可达士24V以上。

实际的功率放大电路通常由电压放大级和功率放大级组成，并引入负反馈以改善各方面的性能。

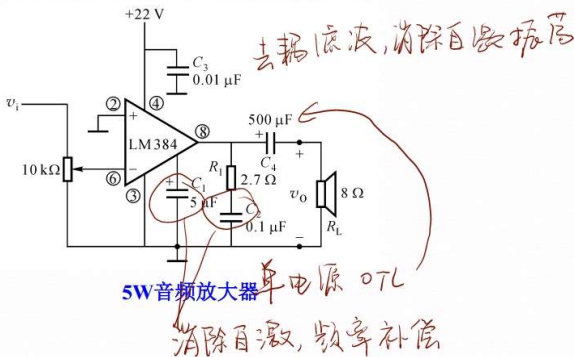


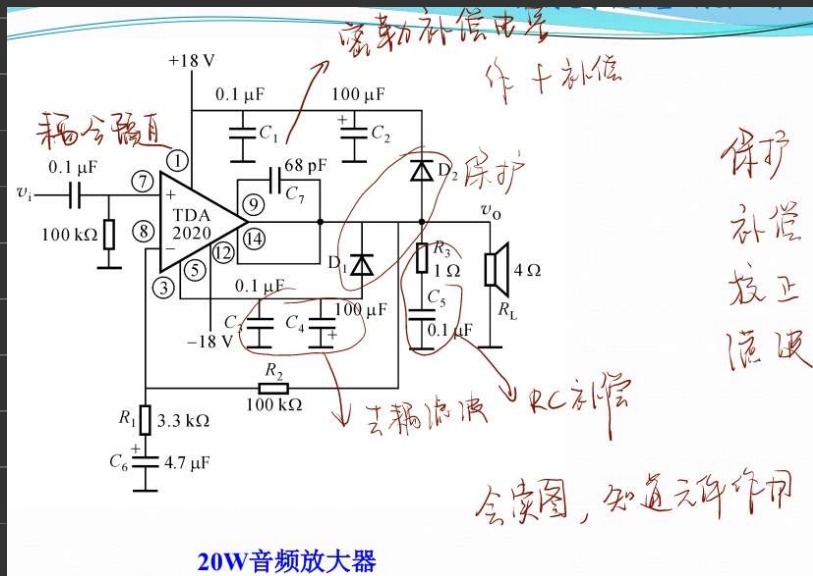
运放和OCL电路组成的功率放大电路

首先同相比例放大，电压串联负反馈

电压串联型交、直流负反馈的引入既可稳定静态时的输出零电位，又可稳定动态时的闭环增益和改善非线性失真，并提高输入电阻，减小输出电阻。

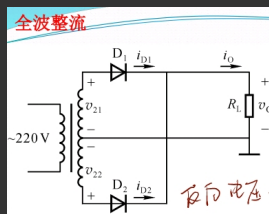
一般通用型集成运放的输出功率是很小的，如 $\mu A741$ 的输出功率仅为100mW左右。在需要较大功率场合，可选用集成功率放大器。



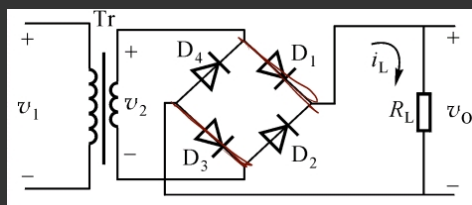


2.5.4 整流、滤波、稳压电路

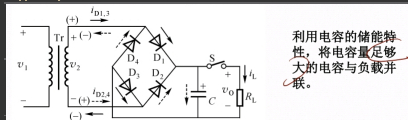
整流



$$V_O = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_2 \approx 0.9 V_2$$



源波



$$S \text{ 断开时, } V_C = \sqrt{2} V_2$$

$$S \text{ 合上时,}$$

$$V_{O(AV)} = 1.2 V_2$$

为确保二极管安全工作： $V_R = \sqrt{2} V_2 < V_{RM}$ (二极管允许反向电压)

$$I_{O(AV)} = \frac{V_{O(AV)}}{R_L} < I_F$$
 (二极管最大整流电流)

有2个管分流

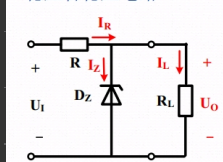
稳压

$$\Delta V_O = \frac{\partial V_O}{\partial V_2} \Delta V_2 + \frac{\partial V_O}{\partial I_L} \Delta I_L = S_r \Delta V_2 + R_o \Delta I_L$$

稳压系数

内阻 越小越好

稳压管稳压电路



需扩流 电流放大—共集(电压跟随)

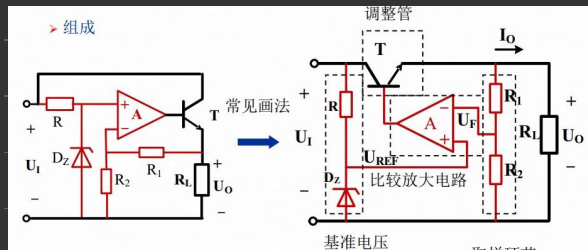
需调压 同相比倒运算放大电路 $U_O = U_{REF} (1 + \frac{R_2}{R_1})$

串联电压负反馈

↓

线性串联型稳压电路

组成



调整管T与负载相串联构成主回路，且T工作在线性状态，调整管的目的是稳压——线性串联式稳压电路。

最大输出电压不能高于 $U_1 - V_{CES}$

调整管损耗大，效率不高。

$$I_{CM} > I_{L(max)} + I' \quad P_{CM} > [V_{i(max)} - V_{O(min)}][I_{L(max)} + I'] \quad V_{BR(CEO)} > V_{i(max)} - V_{O(min)}$$