

§9 功率放大电路

1 放大电路的四类工作状态和乙类互补对称放大电路

目的：输出较大功率；带负载能力强

重点：提高效率、减小失真、保护管子

(1) 功率放大电路四类工作状态的特点

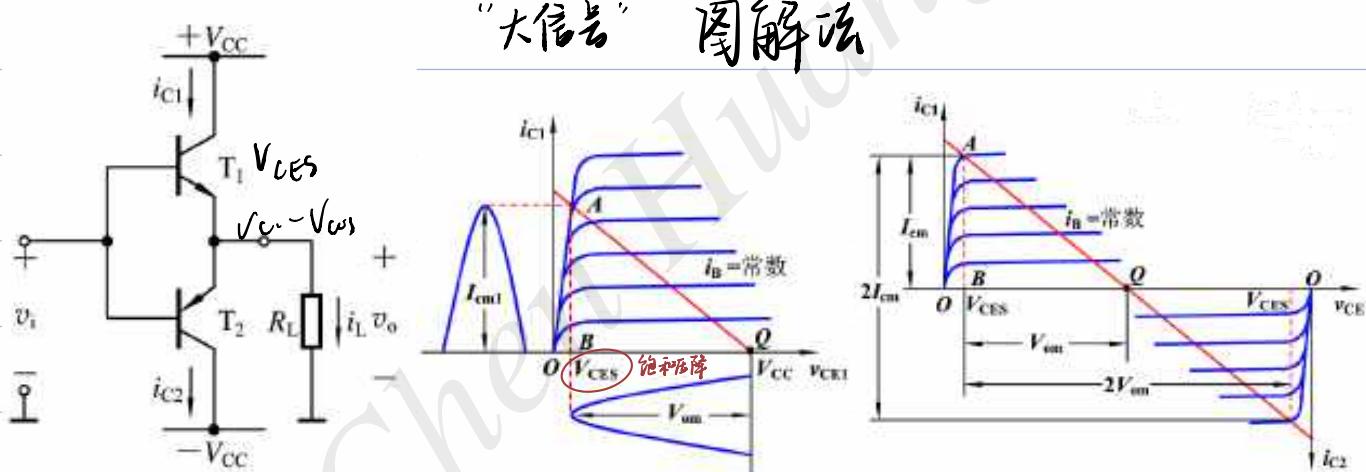
甲类：一个周期内均导通

乙类：导通角 = π 效率↑

甲乙类：导通角 > π

丙类：导通角 < π 效率 max，但不能驱动所有负载

(2) 乙类双电源互补对称功率放大电路



$$\textcircled{1} \text{ 输出功率 } P_o = V_o \cdot I_o = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{om}}{\sqrt{2}R_L} = \frac{V_{om}^2}{2R_L}$$

当 $V_{om} = V_{cm}$ (最大不失真幅度) 时，得

$$P_{om} = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{(V_{cc} - V_{ces})^2}{2R_L} \approx \frac{V_{cc}^2}{2R_L}$$

② 三极管消耗的功率

$$\text{设 } v_o = V_{om} \sin \omega t$$

$$\begin{aligned} P_{T1} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{CE1} i_{C1} d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_{cc} - v_o) \frac{V_o}{R_L} d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (V_{cc} - V_{om} \sin \omega t) \frac{V_{om} \sin \omega t}{R_L} d(\omega t) \\ &= \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{cc} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right) \end{aligned}$$

$$P_T = P_{T1} + P_{T2} = \frac{2}{R_L} \left(\frac{V_{cc} V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right)$$

③ 直流电源供给的功率 P_V

$$P_V = P_0 + P_T = \frac{2V_{CC}V_{om}}{\pi R_L}$$

当 $V_{om} \approx V_{CC}$ 时, 最大输出功率 $P_{Vm} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$

④ 效率

$$\eta = \frac{P_0}{P_V} = \frac{\frac{V_{om}^2}{2R_L}}{\frac{2V_{CC}V_{om}}{\pi R_L}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{om}}{V_{CC}}$$

当 $V_{om} \approx V_{CC}$ 时, $\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$.

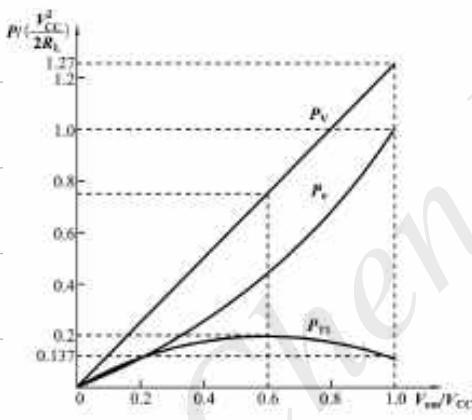
⑤ 最大管耗和最大输出功率的关系

$$\frac{dP_{T1}}{dV_{om}} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC}}{\pi} - \frac{V_{om}}{2} \right)$$

$$\text{令 } \frac{dP}{dV_{om}} = 0 \Rightarrow V_{om} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \approx 0.6 V_{CC}$$

$$\text{最大输出功率 } P_{Vm} = \frac{V_{om}^2}{2R_L} \approx \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

$$\text{最大管耗 } P_{T1m} = P_{T2m} = \frac{1}{R_L} \left[\frac{V_{CC}}{\pi} \cdot \frac{2V_{CC}}{\pi} - \frac{1}{4} \left(\frac{2V_{CC}}{\pi} \right)^2 \right] = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$



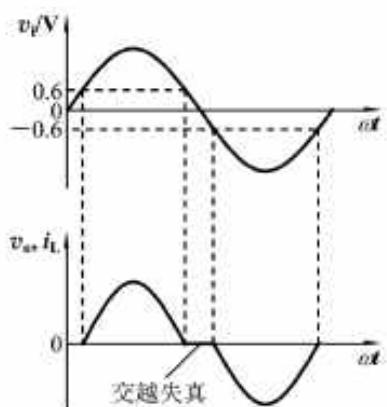
$$= \frac{2}{\pi^2} P_{Vm} \approx 0.2 P_{Vm} \quad \text{选管依据之一}$$

功率BJT的选择

$$\begin{cases} P_{CM} > 0.2 P_{Vm} \\ V_{(BR)CEO} > 2 V_{CC} \\ I_{CM} > \frac{V_{CC}}{R_L} \end{cases}$$

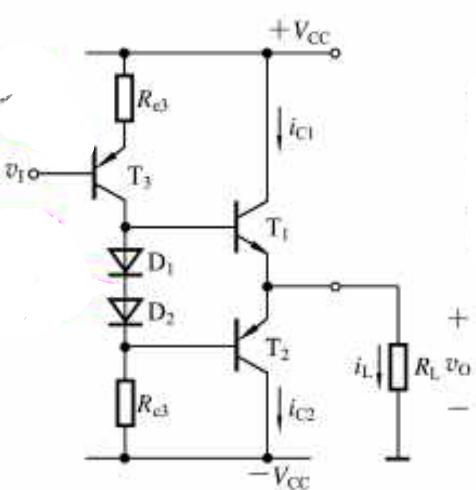
2 甲乙类互补对称功率放大电路

乙类互补电路存在的问题



(1) 甲乙类双电源互补对称功率放大电路

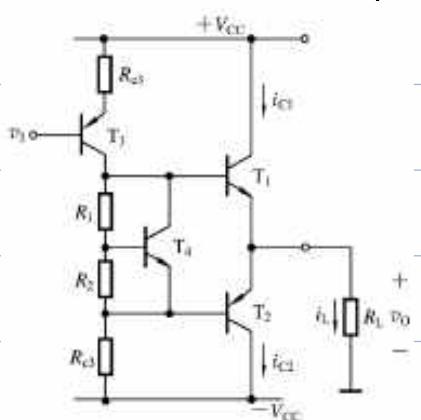
利用二极管进行偏置克服交越失真



二极管：恒压降模型

D_1, D_2 上的压降为 V_D , 为提供一个适当的偏压, 使 T_1, T_2 处于微导通状态

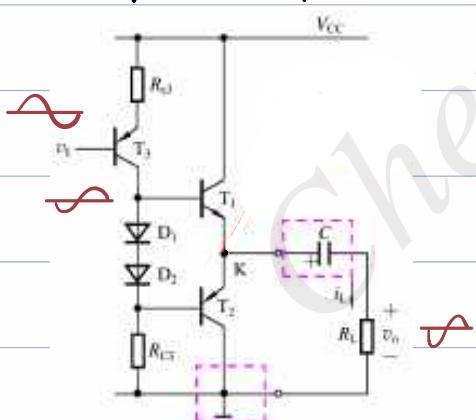
利用 V_{BE} 扩大电路进行偏置克服交越失真



$$V_{CE4} \approx \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{BE4}$$

$$V_{BE4} \approx 0.6 - 0.7 \text{ V (硅管)}$$

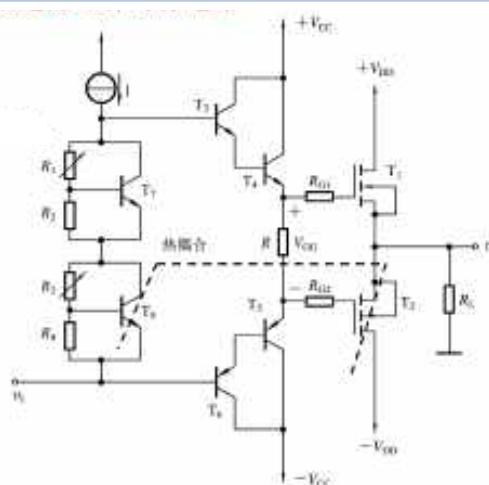
(2) 甲乙类单电源互补对称电路 (OTL 电路)



$$\text{直流时 } V_k = V_c = \frac{1}{2} V_{cc}$$

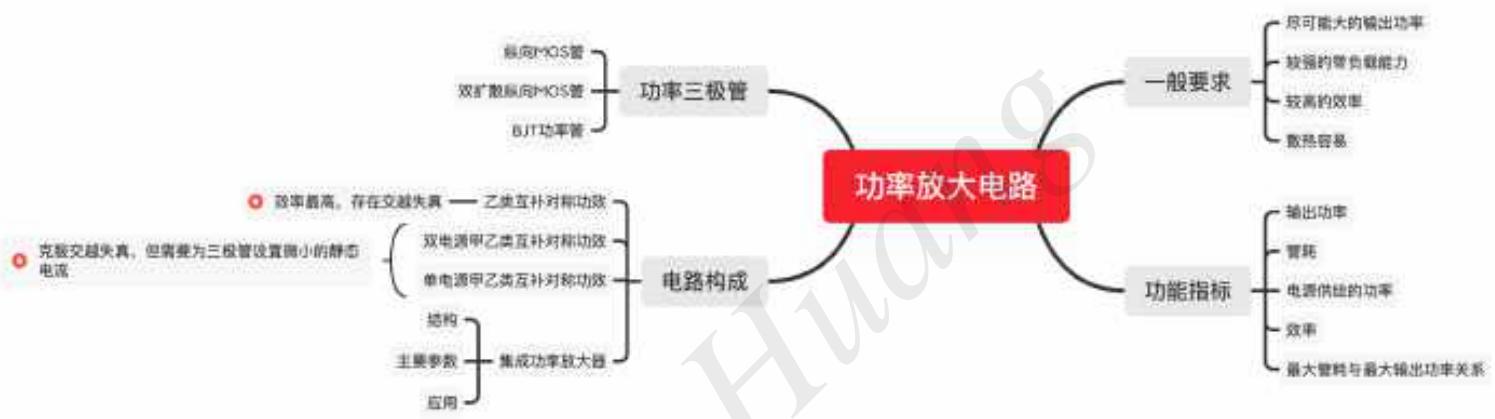
通过调整 R_{C3}, R_{C2} 阻值或 T_3 的静态工作点
来调整两二极管间电压

(3) NMOS 管甲乙类双电源互补对称电路



$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) V_{BE8} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{BE7} - 4 V_{BE}$$

3 集成功率放大器和功率管简介



§10 信号处理与信号产生电路

1 有源滤波器的基本知识及一阶有源滤波器

(1) 有源滤波器的基本知识

滤波器：“频率选择”，一般由R、C、L构成

RC有源滤波器：由R、C和运算放大器组成



$$\text{传递函数 } A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad s = j\omega$$

$$A(j\omega) = |A(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)} = |A(j\omega)| \angle \varphi(\omega)$$

$|A(j\omega)|$ ：模，幅频响应

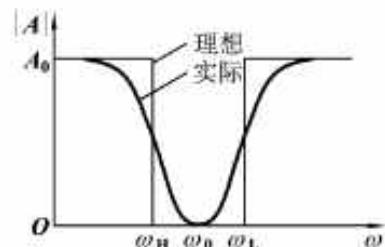
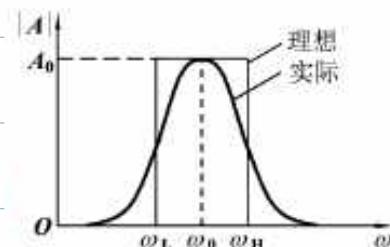
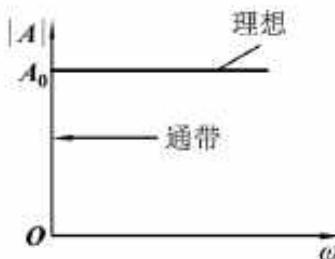
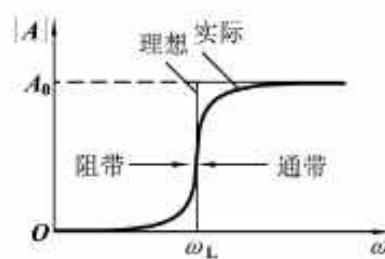
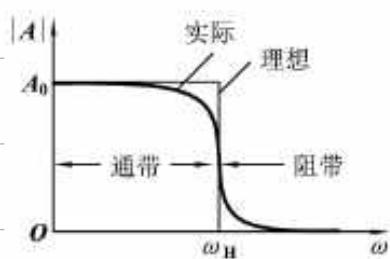
$\varphi(\omega)$ ：相位角，相频响应

时延响应 $\tau = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}$ (s) 反映不同频率的信号通过滤波器产生的时延

频率失真 / 线性失真 { 幅度失真
相位失真

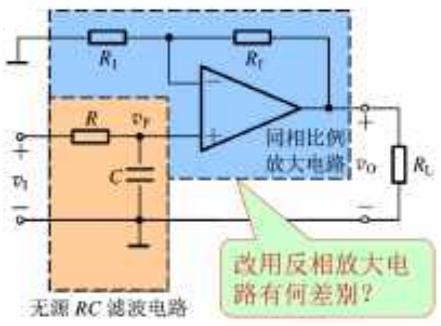
通带：滤波器允许通过的频率范围

阻带：阻碍信号通过的频率范围



- 高通 HPF
带通 BPF
带阻 BPF
全通 APF

(2) 一阶有源滤波器



$$A(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{V_o(s)}{V_p(s)} \cdot \frac{V_p(s)}{V_i(s)}$$

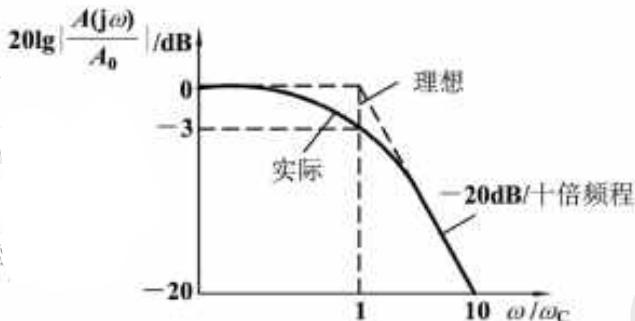
$$= \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + R} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_c}} = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}$$

$$A_0 = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$
 同相放大电路的电压增益

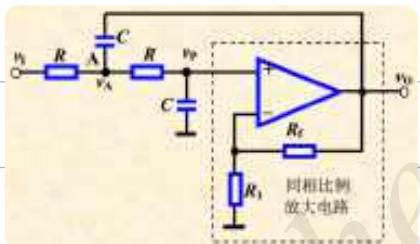
$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$
 特征角频率

$$\text{幅频响应 } |A(j\omega)| = \frac{|V_o(j\omega)|}{|V_i(j\omega)|} = \frac{A_0}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_c})^2}}$$

$$3\text{分贝上限截止角频率 } \omega_H = \omega_c = \frac{1}{RC}$$



2 高阶有源滤波器



$$\left\{ \begin{array}{l} A_{VF} = \frac{V_o(s)}{V_p(s)} \\ V_p(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} V_A(s) \\ \frac{V_i(s) - V_A(s)}{R} - \frac{V_A(s) - V_o(s)}{\frac{1}{sC}} - \frac{V_A(s) - V_p(s)}{R} = 0 \end{array} \right.$$

$$A(s) = \frac{A_0 \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + (1-A_0) \frac{1}{R_2 C_2} \right] s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\text{令 } \omega_c^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$\frac{\omega_c}{Q} = \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + (1-A_0) \frac{1}{R_2 C_2} > 0$$

$$A(s) = \frac{A_0 \omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q} s + \omega_c^2}$$

当 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ 时, 有

$$A_0 = A_{VF}$$
 通带增益

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$
 特征角频率

$$Q = \frac{1}{3-A_0}$$
 等效品质因素, Q越大, 选择性越好, 通频带越窄

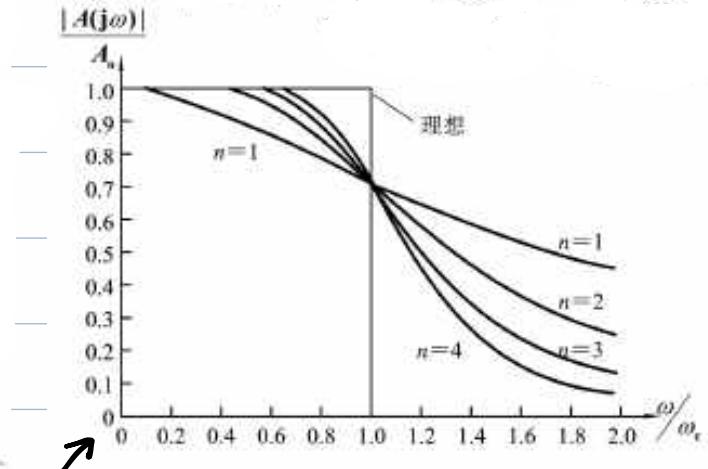
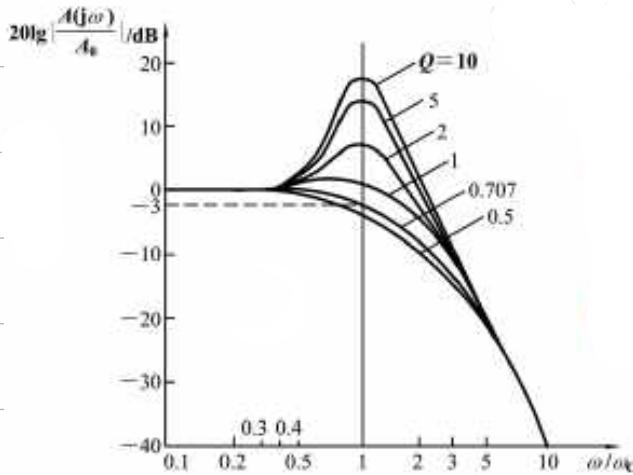
当 $3-A_0 > 0$ 即 $A_0 < 3$ 时, 滤波电路才能稳定工作

归一化中高频率响应

$$20 \lg \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| = 20 \lg \sqrt{\frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_c Q}\right)^2}}$$

相频响应

$$\varphi(\omega) = -\arctan \frac{\frac{\omega}{\omega_c Q}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

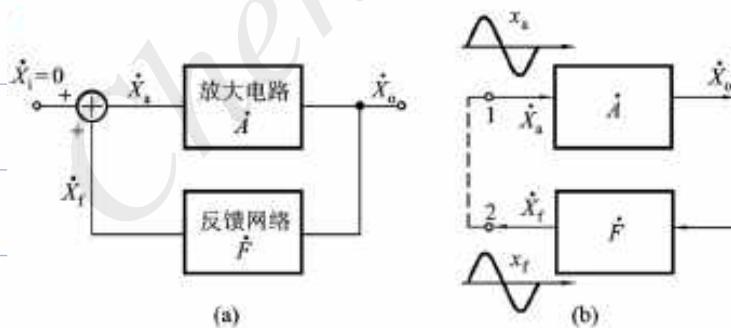


n 阶巴特沃斯低通电路 $|A(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}$

3 RC 正弦波振荡电路

正弦波振荡电路 { RC 正弦波振荡电路 ✓
LC 正弦波振荡电路

(1) 正弦波振荡电路基础



振荡条件 $A(j\omega)F(j\omega) = 1$

振幅平衡条件 $|A(j\omega)F(j\omega)| = A(\omega)F(\omega) = 1$

相位平衡条件 $\varphi_a(\omega) + \varphi_f(\omega) = 2n\pi$

选频 { $A(\omega_0)F(\omega_0) = 1$

$\varphi_a(\omega_0) + \varphi_f(\omega_0) = 2n\pi$

起振条件 { $A(\omega)F(\omega) > 1$

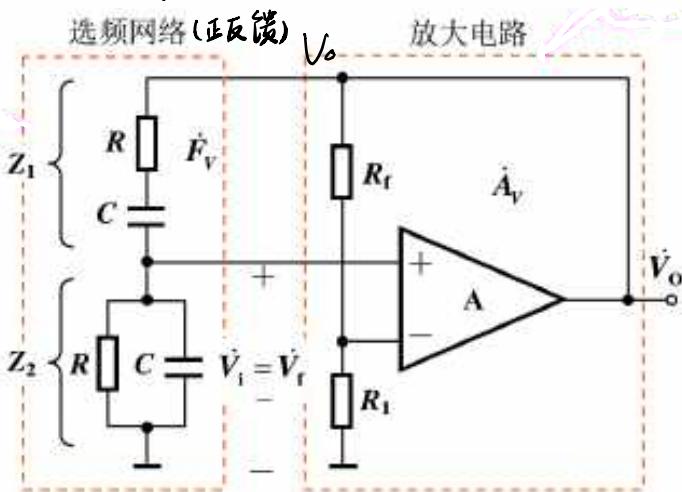
$\varphi_a(\omega) + \varphi_f(\omega) = 2n\pi$

稳幅 $A(\omega)F(\omega) = 1$

振荡电路的基本组成部分

放大、正反馈、选频、稳幅

(2) RC 桥式正弦波振荡电路



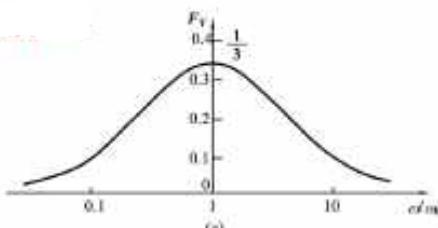
选频网络

$$\text{反馈系数 } F_V(s) = \frac{V_f(s)}{V_o(s)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{sCR}{1 + 3sCR + (sCR)^2}$$

$$= \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

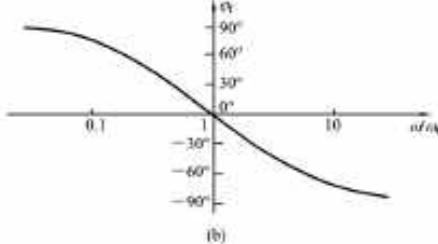
$$\text{中高频响应 } F_V(\omega) = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

$$\text{相频响应 } \varphi_f(\omega) = -\arctan \frac{\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}}{3}$$



当 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$ 时
中高频响应有最大值

$$F_{V\max} = \frac{1}{3}$$



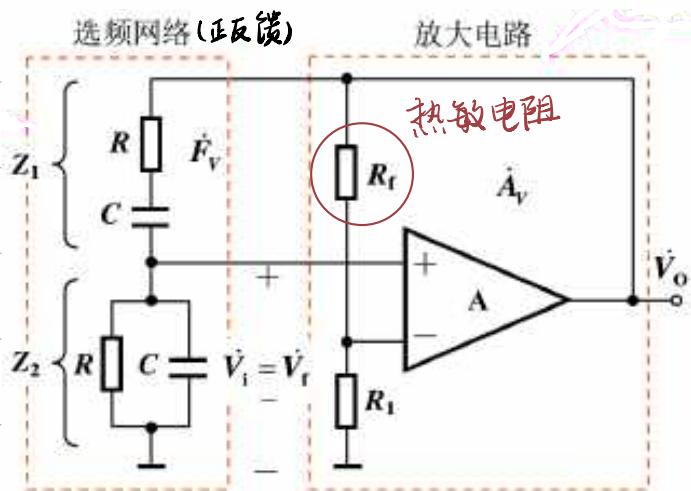
相频响应 $\varphi_f = 0$

放大电路 $\varphi_a = 0$ (同相) $\Rightarrow \varphi_a + \varphi_f(\omega_0) = 0$

$$\text{若 } A_f = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 3 \Rightarrow A_0 F_{V\max}(\omega_0) = 1$$

电路输出角频率为 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ 的正弦波

起振和稳幅



起振时 $A_v = 1 + \frac{R_f}{R_i} > 3$

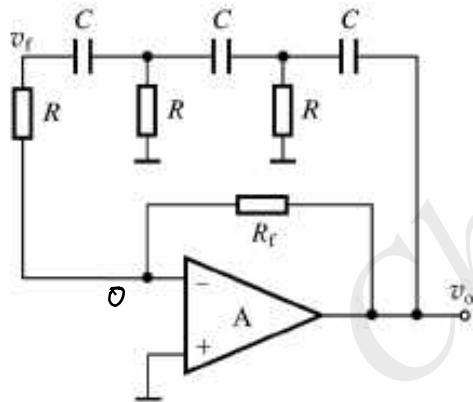
$$A_v F_{vmax}(\omega_0) > 1$$

热敏电阻的稳幅作用

$|V_o| \uparrow \Rightarrow |I_{R_f}| \uparrow \Rightarrow R_f \text{ 功耗} \uparrow \Rightarrow R_f \text{ 温度} \uparrow \Rightarrow R_f \text{ 阻值} \downarrow$

$$A_v > 3 \downarrow \Rightarrow A_v = 3$$

(3) RC移相式正弦波振荡电路

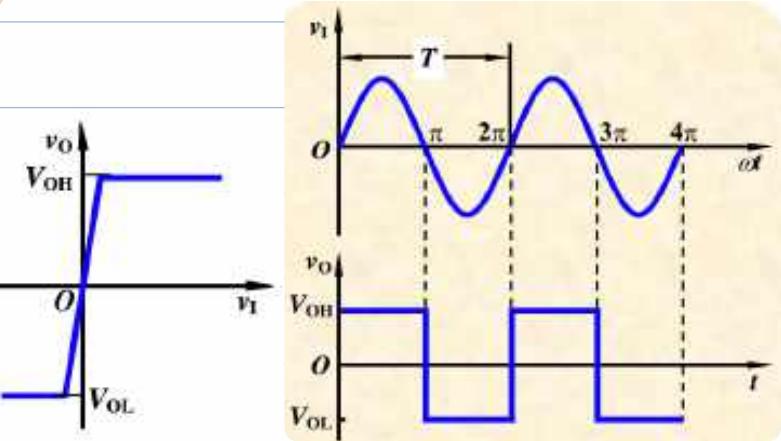
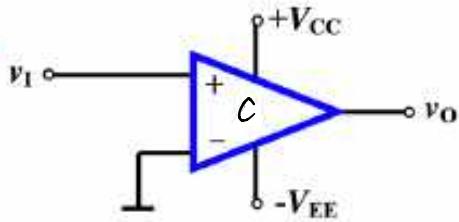


图示电路为移相式振荡器，选频网络由三级RC低通滤波电路构成，每一级RC电路的移相最大为90度，三级RC移相电路移相最大可达270度，而基本放大电路为反相放大电路，相移为180度，因而在某个频率下，RC移相网络的相移达到180度时，与反相放大电路的相移一起就构成360度的相移，可以满足相位平衡条件。

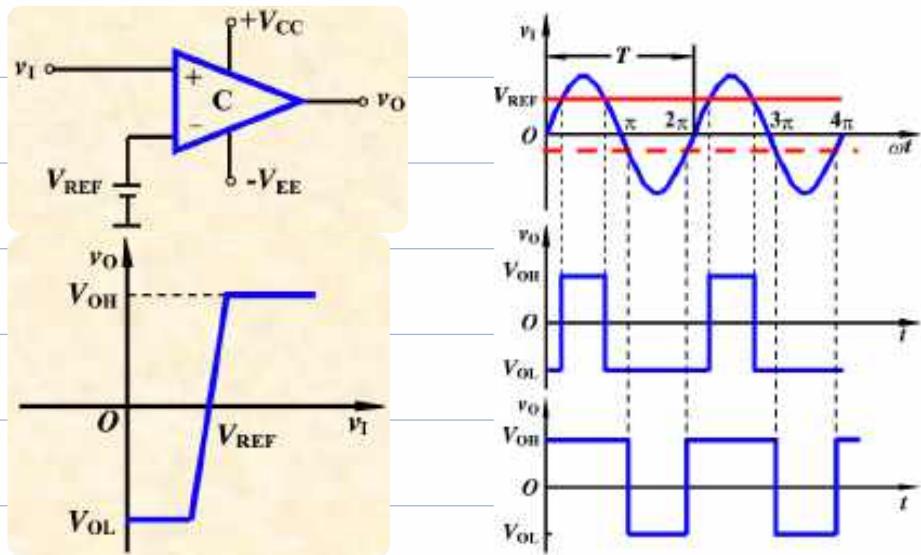
4 电压比较器

(1) 单门限电压比较器

过零比较器



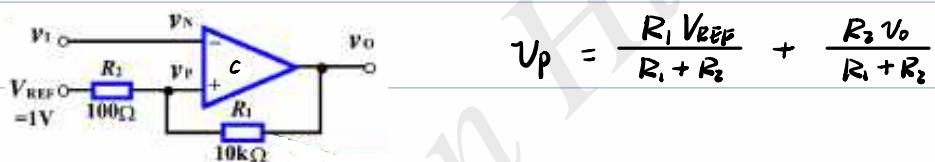
门限电压为 V_{REF} 的比较器



注意 由于比较器工作在非线性状态，虚短不再成立
由于输入电阻较大，虚断仍可利用

(2) 反相迟滞比较器

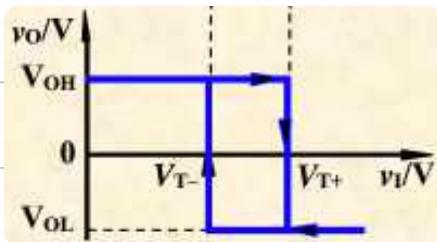
引入正反馈



$$V_{T+} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{OH}}{R_1 + R_2} \quad \text{上门槛电压}$$

$$V_{T-} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{OL}}{R_1 + R_2} \quad \text{下门槛电压}$$

$$\Delta V = V_{T+} - V_{T-} = \frac{R_2(V_{OH} - V_{OL})}{R_1 + R_2} \quad \text{回差电压}$$

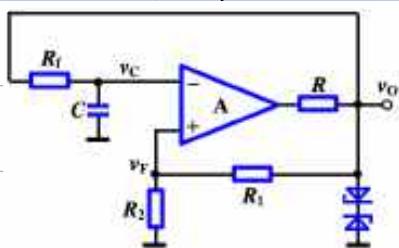


- 要点**
- ① 输入介于两门限之间输出不变
 - ② 只有输入高于有效上门槛或低于有效下门槛时，输出才翻转，翻转方向取决于输入输出的相位关系
 - ③ 在反相迟滞比较器中，只要输入大于上门槛，输出一定是低电平，只要输入小于下门槛，输出一定是高电平。

同相迟滞比较器与此相反

5 方波和锯齿波产生电路

(1) 方波产生电路 / 多谐振荡电路



$$V_{T+} = \frac{R_2 V_z}{R_1 + R_2}$$

$$V_{T-} = -\frac{R_2 V_z}{R_1 + R_2}$$

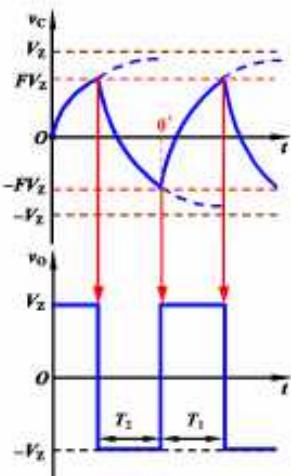
三要素法公式

$$v_c(t) = [v_c(0+) - v_c(\infty)] e^{-\frac{t}{\tau}} + v_c(\infty)$$

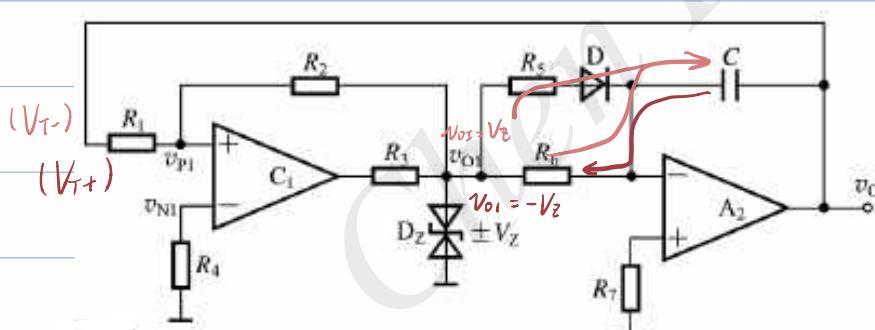
其中 $v_c(0+) = V_{T-}$ $v_c(\infty) = V_z$

$$\tau = R_f C \quad v_c(\frac{\tau}{2}) = V_{T+}$$

$$\text{得 } \tau = 2R_f C \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)$$



(2) 锯齿波产生电路



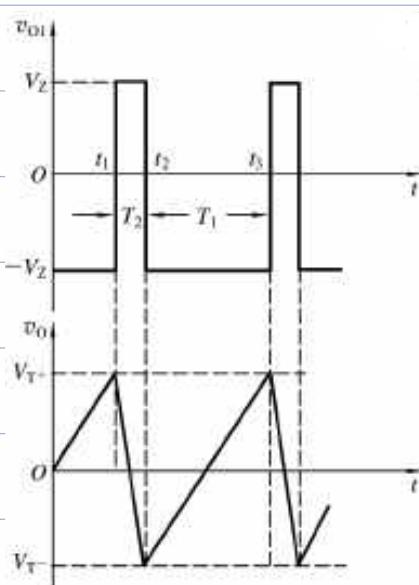
$$V_o = -\frac{R_1}{R_2} V_{o1}$$

$$V_{T+} = \frac{R_1}{R_2} V_z \quad (V_{o1} = -V_z)$$

$$V_{T-} = -\frac{R_1}{R_2} V_z \quad (V_{o1} = V_z)$$

同相迟滞比较器

积分电路

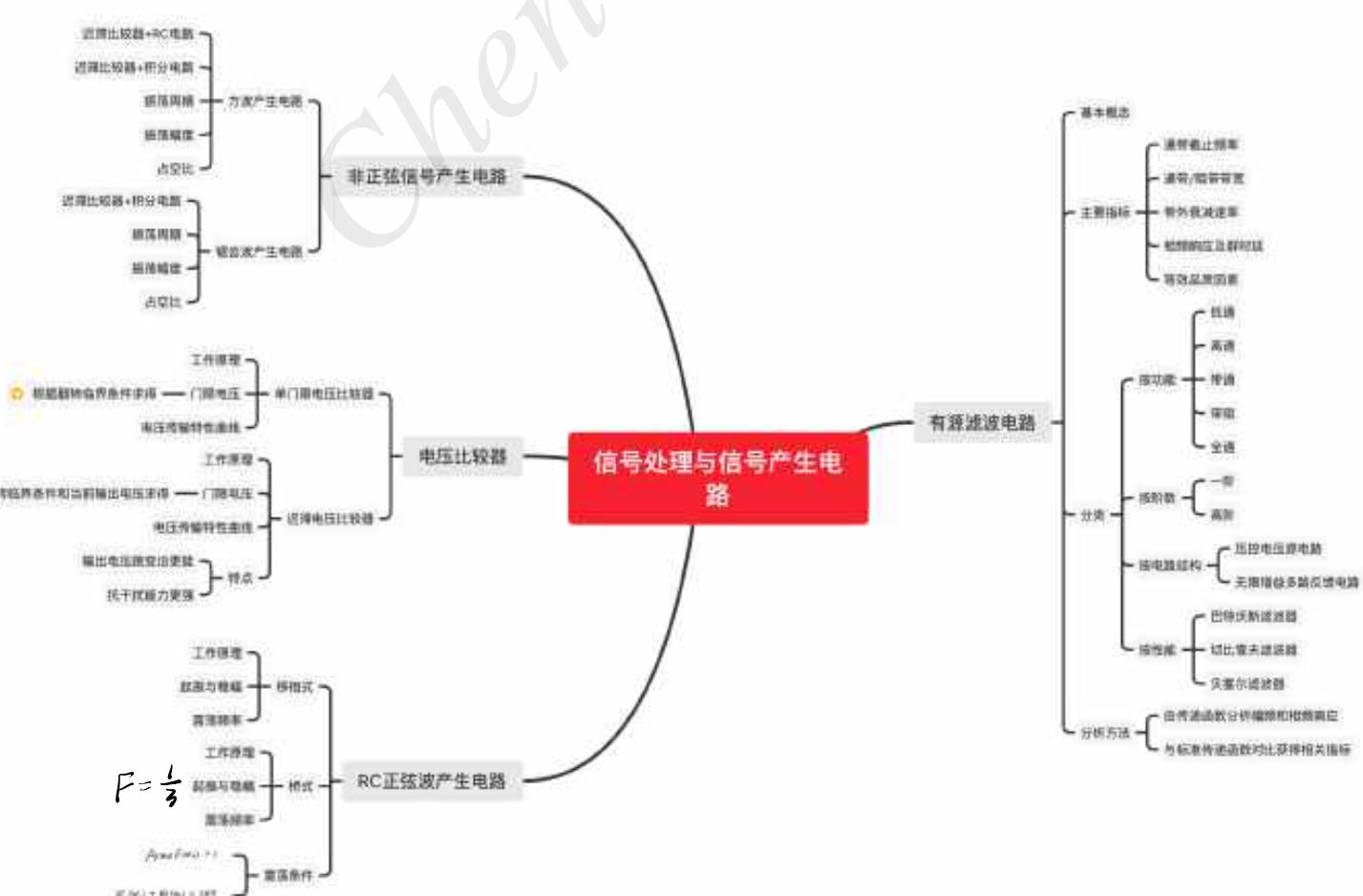


$$\tau = T_1 + T_2$$

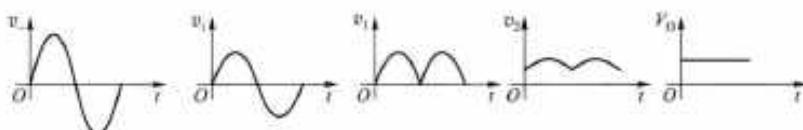
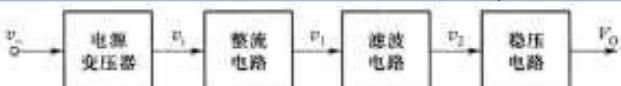
$$= \frac{2R_1 R_6 C}{R_2} + \frac{2R_1 (R_5 || R_6) C}{R_2}$$

$$= \frac{2R_1 R_6 C (R_6 + 2R_5)}{R_2 (R_5 + R_6)}$$

	<i>RC</i> 文氏电桥振荡电路	<i>RC</i> 移相式振荡电路(滞后)	<i>RC</i> 移相式振荡电路(超前)
电路原理示意图			
网络频率特性示意图			
振荡频率	$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$	$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$	$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$
说明	当 $f = f_0$ 时, 正反馈最强, $F = 1/3$, $\varphi_1 = 0^\circ$, 只要配合 $A_v > 3$ 的同相放大器就能振荡	三级 <i>RC</i> 移相网络在 f_0 下产生 180° 相移, 满足 $\varphi_s + \varphi_i = 2n\pi$ 条件, 只要 A_v 适当就能振荡	三级 <i>RC</i> 移相网络在 f_0 下产生 180° 相移, 满足 $\varphi_s + \varphi_i = 2n\pi$ 条件, 只要 A_v 适当就能振荡



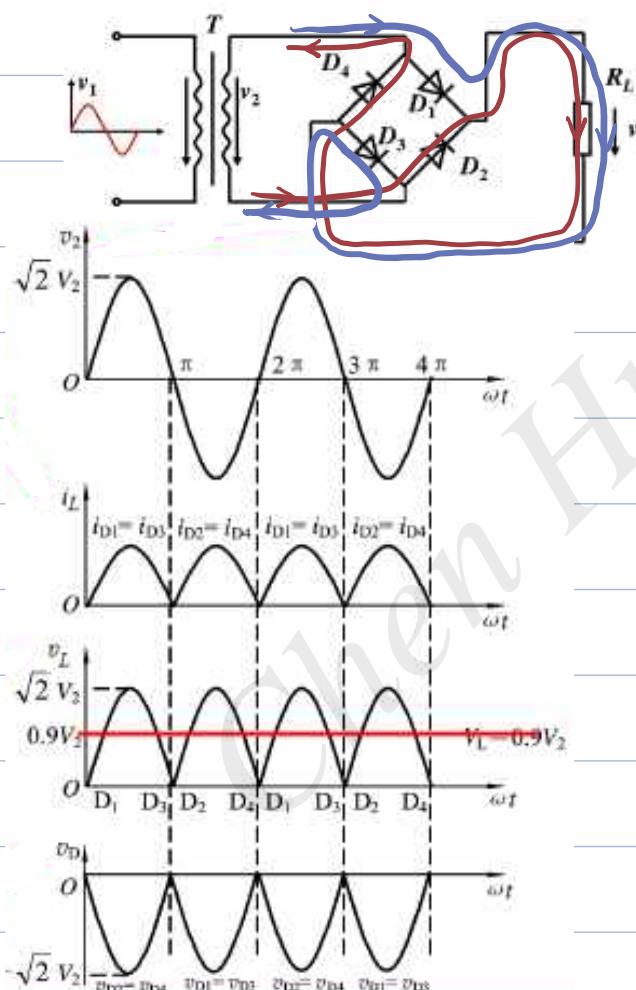
§ 11 直流稳压电源



1 小功率整流滤波电路

整流：交流电 \rightarrow 直流电

(1) 单相桥式整流电路



变压器二次信号 v_2

负载电流 i_L

负载电压 v_L

二极管电压 v_D

$$\text{输出电压的平均值 } V_L = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_2 \approx 0.9 V_2$$

$$\text{流过负载的平均电流 } I_L = \frac{0.9 V_L}{R_L}$$

$$\text{纹波系数 } K_r = \frac{V_{Lr}}{V_L} = \frac{\sqrt{V_L^2 - V_L^2}}{V_L} = \sqrt{\left(\frac{V_L}{V_L}\right)^2 - 1} = 0.483$$

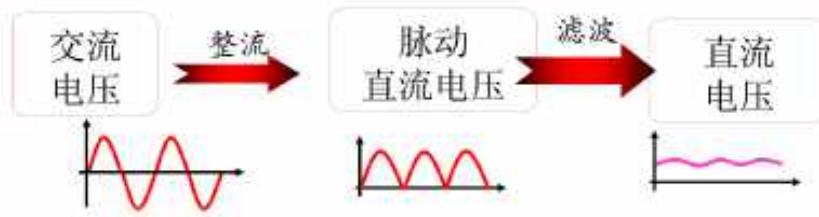
整流二极管的选择

轮流导通

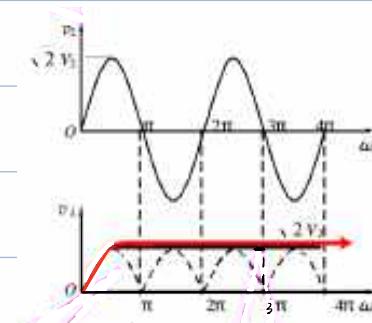
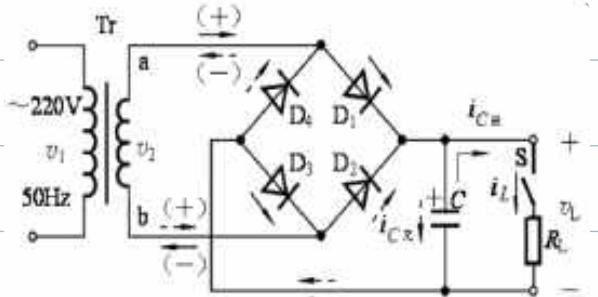
$$\text{整流管平均整流电流 } I_D = \frac{1}{2} I_L = \frac{0.45 V_L}{R_L}$$

$$\text{整流管的最大反向峰值电压 } V_{RM} = \sqrt{2} V_L$$

(2) 滤波电路



电容滤波电路



设次级电压 v_2 从 0 开始上升

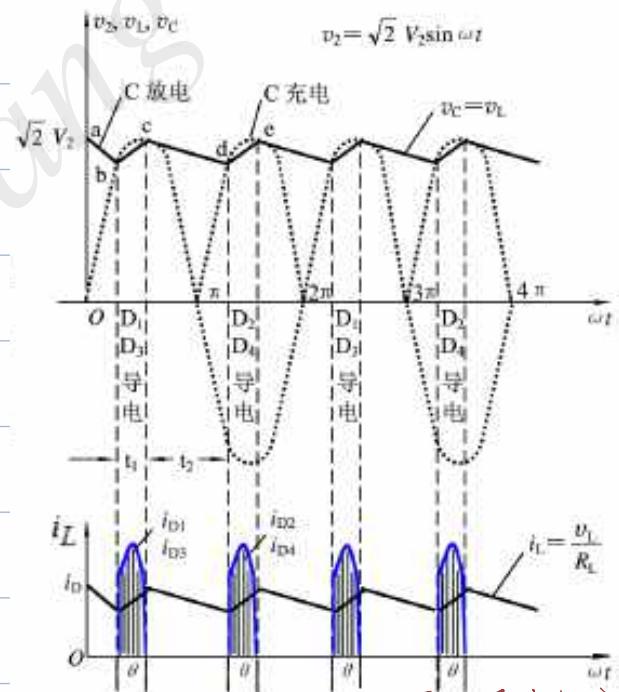
设负载接入前，

电容器已充电到 $\sqrt{2}V_2$

刚接入负载时， $v_L < v_0$

二极管截止，电容器放电

放电时间常数 $T_d = R_L C$



电容滤波电路特点

① 二极管导电角 $\theta < \pi$ ，二极管导电时间缩短，

二极管流过的瞬时电流很大

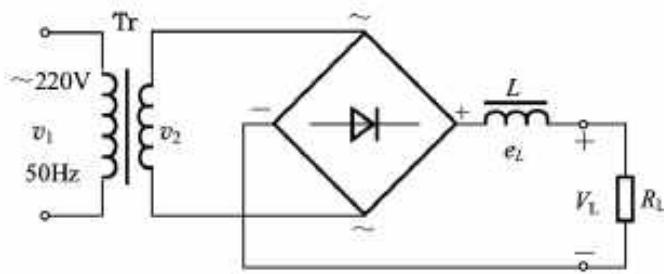
② $T_d = R_L C$ 越大，负载电压平均值 V_L 越高

负载电压平均值 V_L 越大，纹波显著减小，输出波形变得平滑。

当 $T_d \geq (3 \sim 5) \frac{T}{2}$ 时， $V_L = (1.1 \sim 1.2) V_2$

③ 负载直流电压 V_L 随负载电流增加而减小

电感滤波电路



特点：①导电角大，无峰值电流，输出特性平滑
②电感存在铁芯，体积大，易受磁场干扰。
一般适用于小电压、大电流的场合

2 线性稳压电路

(1) 稳压电路的主要技术指标

特性指标

输出电压范围

最大输入 — 输出电压差

最小输入 — 输出电压差

负载输出电流范围

质量指标

$$\text{电压调整率 } S_V = \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_i} \times 100\% \Big|_{\frac{\Delta I_o = 0}{\Delta T = 0}}$$

$$\text{稳压系数 } Y = \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_i / V_i} \Big|_{\frac{\Delta I_o = 0}{\Delta T = 0}}$$

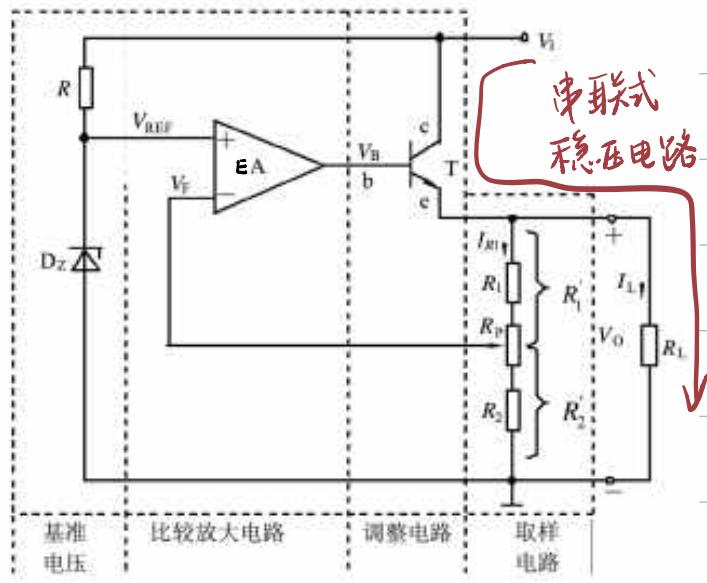
$$\text{输出电阻 } R_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \Big|_{\frac{\Delta V_i = 0}{\Delta T = 0}}$$

$$\text{纹波抑制比 } RR = 20 \lg \frac{V_{i_{\text{pp}}} / V_o}{V_{o_{\text{pp}}}} \text{ dB}$$

(2) 串联反馈式稳压电路的工作原理

$$V_I \downarrow \Rightarrow V_o \downarrow \Rightarrow V_F \downarrow \Rightarrow (V_{\text{REF}} - V_F) \uparrow \Rightarrow V_B \uparrow \Rightarrow V_C \downarrow$$

$$V_o \uparrow \leftarrow$$



$$V_I = V_{CE} + V_o$$

电压串联负反馈

满足深度负反馈，根据“虚短”和“虚断”，有

$$\left\{ \begin{array}{l} V_F = V_{REF} \\ \frac{V_F}{V_o} = \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} \end{array} \right. \Rightarrow V_o = \left(1 + \frac{R'_1}{R'_2} \right) V_{REF}$$

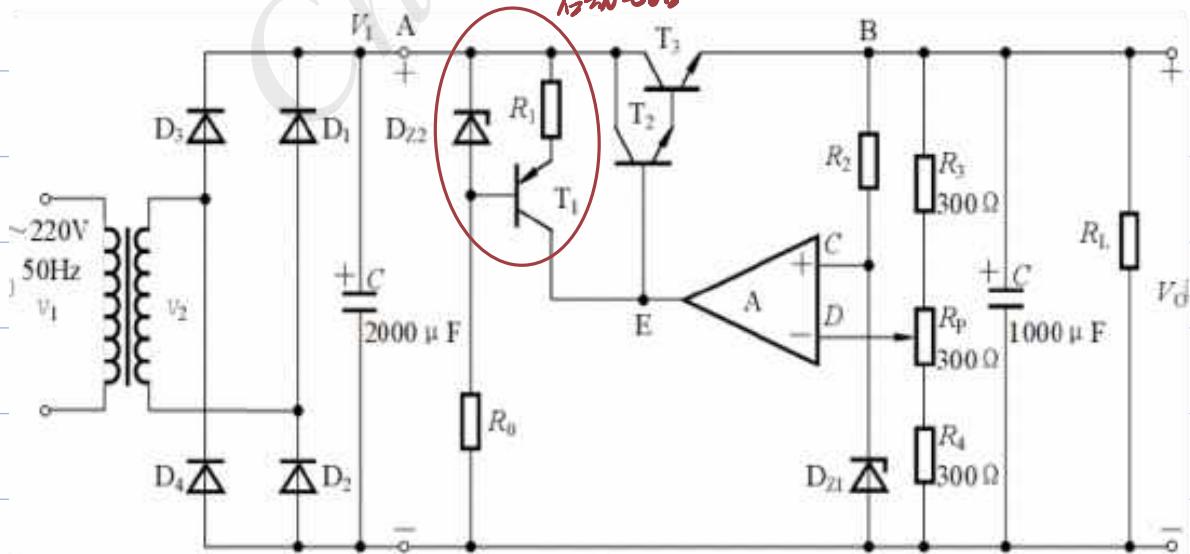
$$V_{o\min} = \frac{R_1 + R_p + R_2}{R_2 + R_p} V_{REF}$$

$$V_{o\max} = \frac{R_1 + R_p + R_2}{R_1} V_{REF}$$

降压 虚地 滤波 稳压

$$V_I = (1.1 \sim 1.2) V_o$$

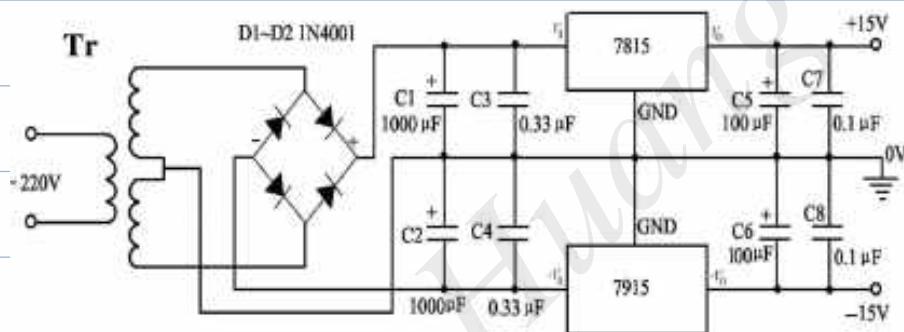
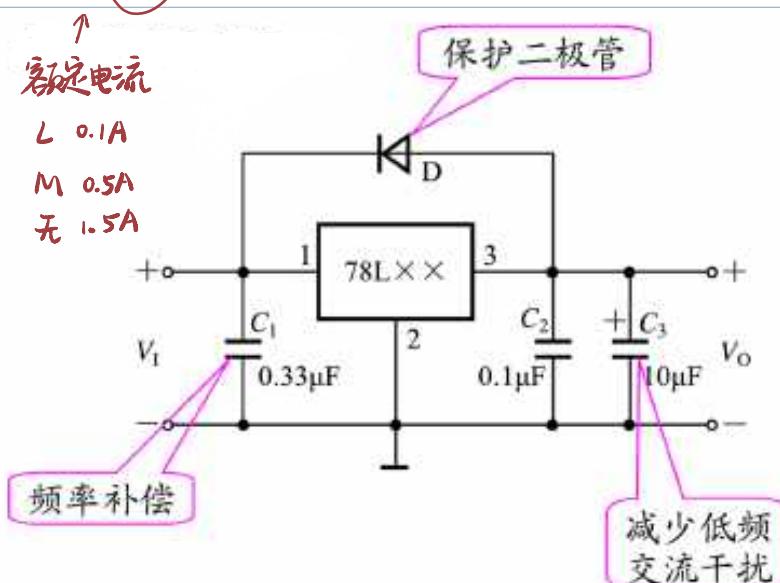
启动电路



(3) 三端集成稳压器

78LXX 输出电压

78: 正电源 79: 负电源



3 开关稳压电路

1) 特点和分类

① 效率高

调整管工作在开关状态，通过控制调整管的导通时间实现稳压

② 体积小、重量轻

③ 稳压范围宽

效率与输入电压的大小基本无关

④ 调整管的控制比较复杂

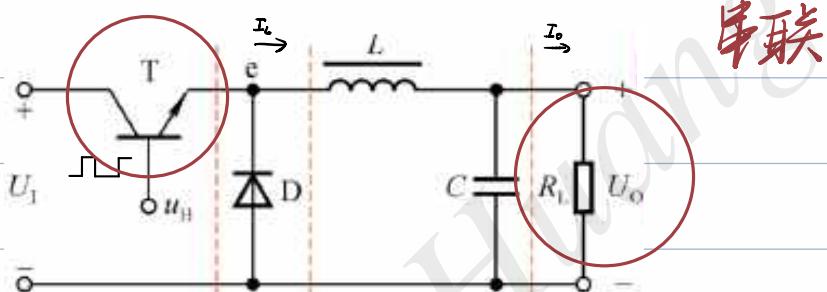
调整管工作在截止和饱和两种状态。

⑤ 输出电压纹波较大



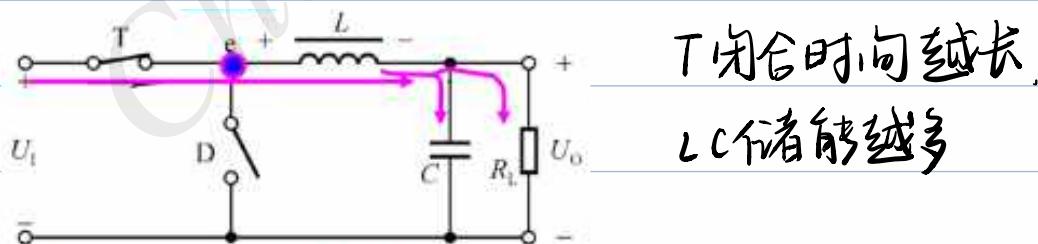
(2) 开关式稳压电路的工作原理

串联型



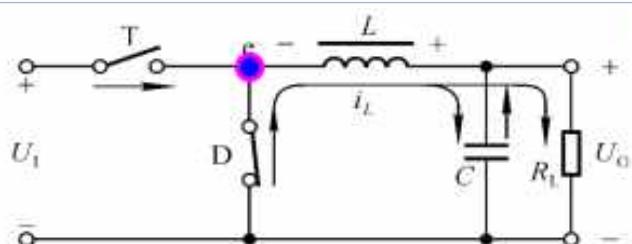
V_B 为高电平时, T 饱和导通, D 反偏截止

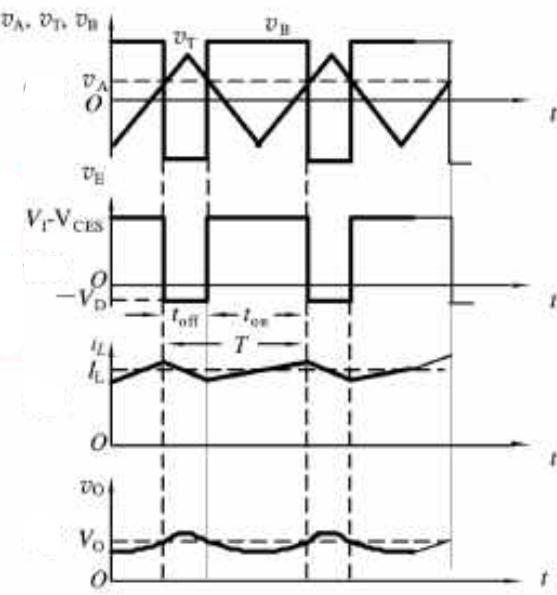
$$V_E = V_I - V_{CES} \quad L \text{ 储能, } C \text{ 充电}$$



V_B 为低电平时, T 截止, D 导通

$$V_E = -V_D$$





t_{on} 开关导通时间

t_{off} 开关截止时间

$$T = t_{on} + t_{off}$$

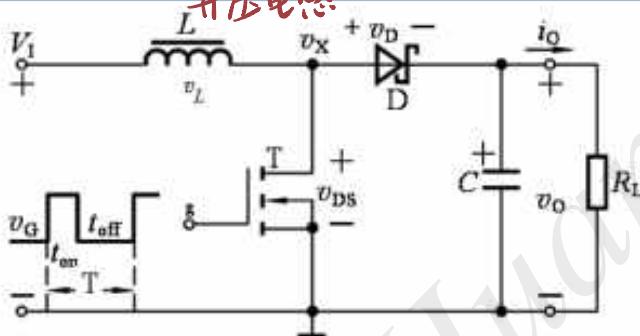
$$V_o = \frac{t_{on}}{T} (V_i - V_{ces}) - (-V_d) \frac{t_{off}}{T}$$

$$\approx V_i \frac{t_{on}}{T} = qV_i$$

2 脉冲中波形的占比

并联型

升压电感



T导通时间越长

L储存能量越多

v_A 高电平时，T导通，D截止

v_A 低电平时，T截止，D导通

线性稳压电路的反馈信号直接控制工作于线性区的调整管的输出电压

开关稳压电路的反馈信号通过负反馈将转换为力场空心线圈。再控制工作于开关状态下的调整管的导通和截止，从而控制输出电压

工作原理
输出电压的计算

电压采样负反馈

稳压原理

输出电压固定
输出电压可调
结构和工作原理
输出电压的计算
纹波小
效率较低

三端集成稳压器

输出电压的计算

特点

直流稳压电源

组成部分
整流器
滤波器
稳压器

开关稳压电路

串联(降压)型
并联(升压)型
推挽DC/DC变换器

工作原理
输出电压

工作原理
输出电压

输出电压

特点
效率高
纹波较小
电路复杂

类型	单相桥式整流电路	桥式整流电容滤波电路
电路原理图		
工作原理	<p>v_2 正半周, D_1、D_3 导通, D_2、D_4 截止 v_2 负半周, D_2、D_4 导通, D_1、D_3 截止</p>	<p>v_2 正半周, $v_2 > v_o$ (v_o), D_1、D_3 导通, D_2、D_4 截止 v_2 负半周, $v_2 > v_o$ (v_o), D_2、D_4 导通, D_1、D_3 截止</p>
电路性能	<p>输出电压平均值 $V_o \approx 0.9V_2$</p> <p>输出电流平均值 $I_o = \frac{0.9V_2}{R_L}$</p> <p>二极管平均电流 $I_D = \frac{1}{2}I_o$</p> <p>二极管最大反向电压 $V_{RM} = \sqrt{2}V_2$</p>	<p>$\tau_d = R_L C \geq (3 \sim 5) T/2$</p> <p>$V_o = (1.1 \sim 1.2)V_2$, 脉动系数 $S = 0.67$</p> <p>$I_o = (1.1 \sim 1.2)V_2/R_L$</p> <p>$Q < \pi$, 尖峰电流大, $I_o = (2 \sim 3)I_o$</p> <p>$V_{RM} = \sqrt{2}V_2$, 选 $V_{RM} \geq 2V_2$</p>
特点用途	与单相半波整流比较, 输出电压高, 纹波小, 有集成整流桥产品, 用于小功率整流	RC 大, V_o 高, V_o 随 I_o 增加而减小, 输出纹波小, 输出特性差, 用于 V_o 高, I_o 小, R_L 变化不大的场合