



复旦大学电子工程系 孔庆生

第6章 直流电源



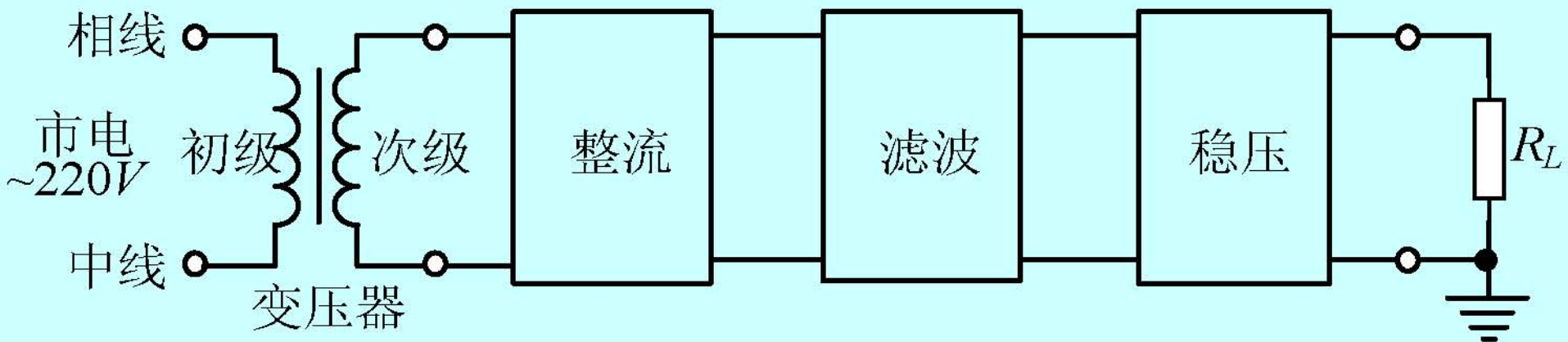
概述

直流电源应用与类型 直流稳压电源结构

直流电源应用与类型

- 直流电源的应用
 - 放大器电路的直流偏置、提供能量
 - 分析器、直流电机、*LED*照明、电解
- 直流电源的类型
 - 电池
 - 线性稳压电源
 - 开关稳压电源

线性稳压电源结构



- 变压器将市电降为低压正弦激励
- 整流电路将 $50Hz$ 正弦波转变为 $100Hz$ 单向脉动波形，滤波电路减少脉动纹波
- 稳压电路通过负反馈稳定直流输出



整流与滤波

电源变压器

半波整流

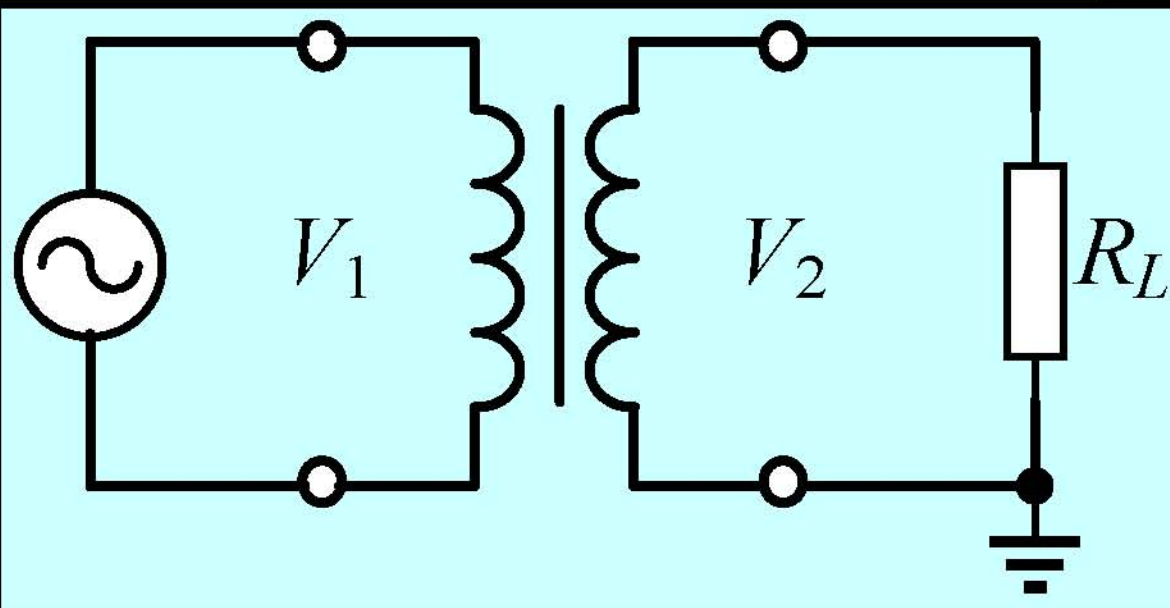
全波整流

电源滤波

电源变压器

■ 初次级匝数比

$$n_1 / n_2$$



■ 初次级传输比

$$V_1 / V_2 = n_1 / n_2, \quad I_1 / I_2 = n_2 / n_1$$

■ 输出功率限定次级最大电流

$$P_2 = V_2 I_2$$

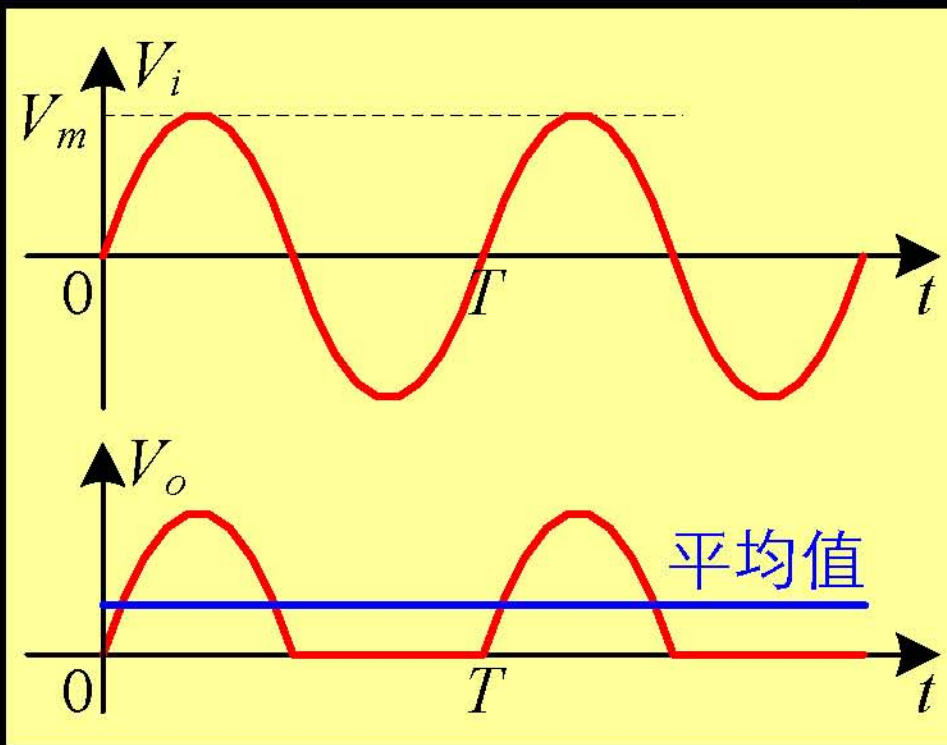
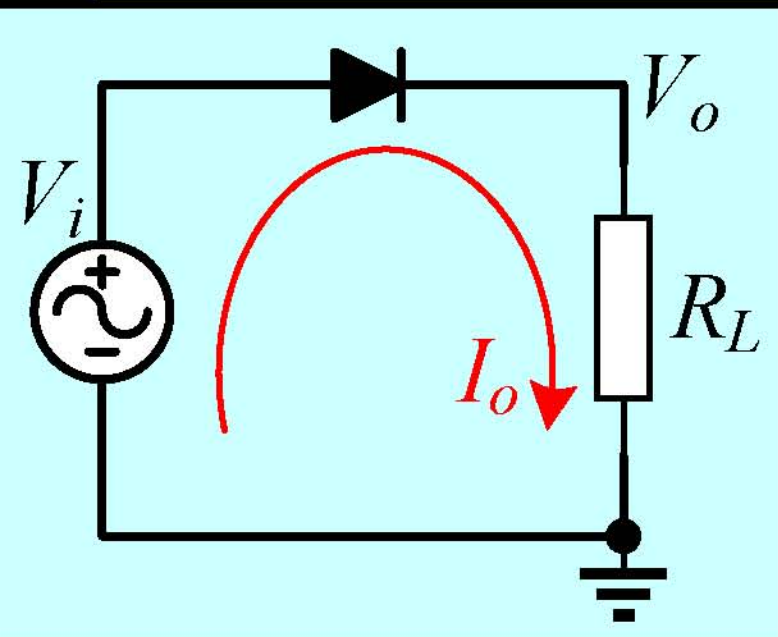


电源变压器

- 降压变压器次级匝数小于初级匝数
- 降压变压器次级电流大于初级电流
- 降压变压器次级绕组线径必须大于初级绕组线径
- 输出电压有效值

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[V_m \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) \right]^2 dt} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

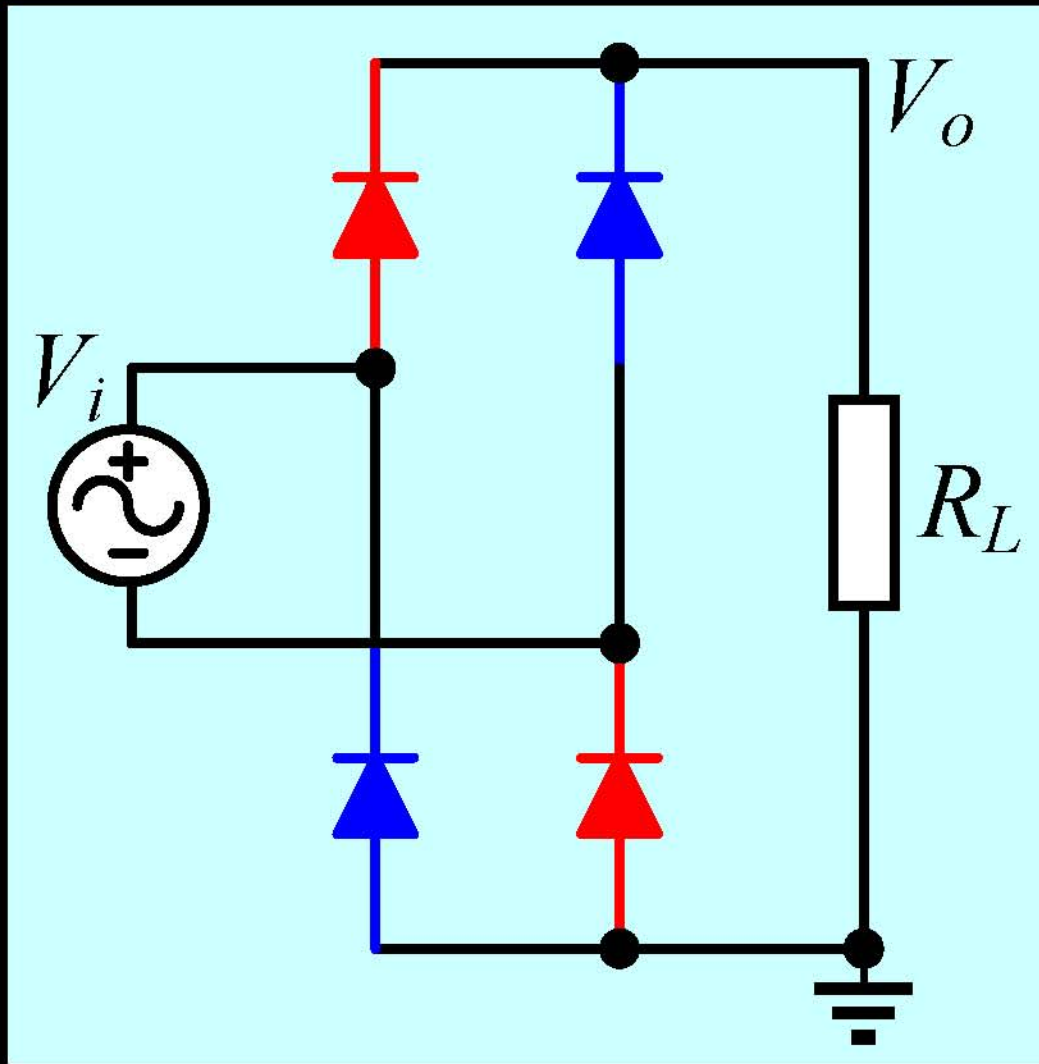
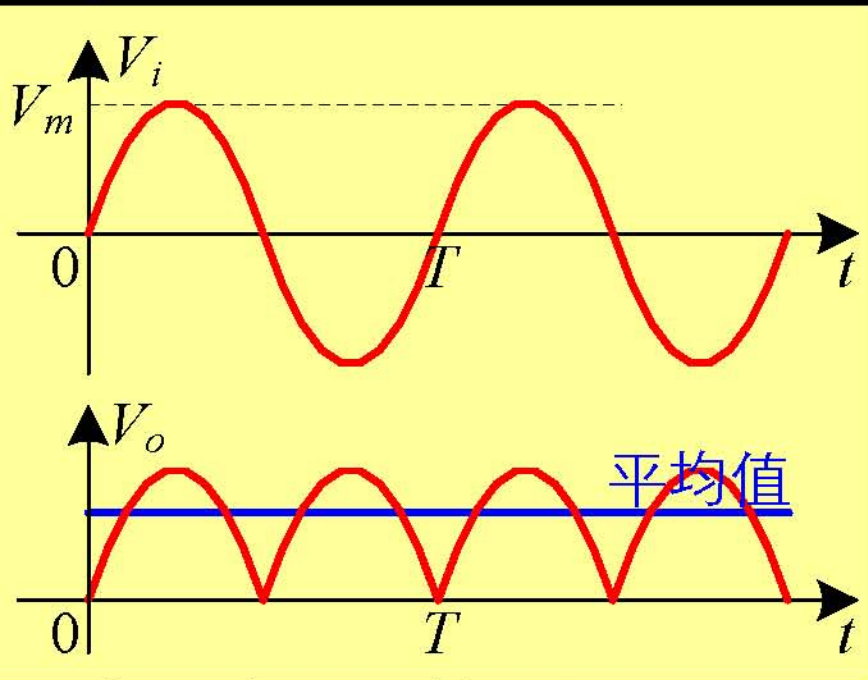
半波整流



■ 输出平均电压

$$\bar{V}_o = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_m \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt = \frac{V_m}{\pi} \approx 0.318V_m$$

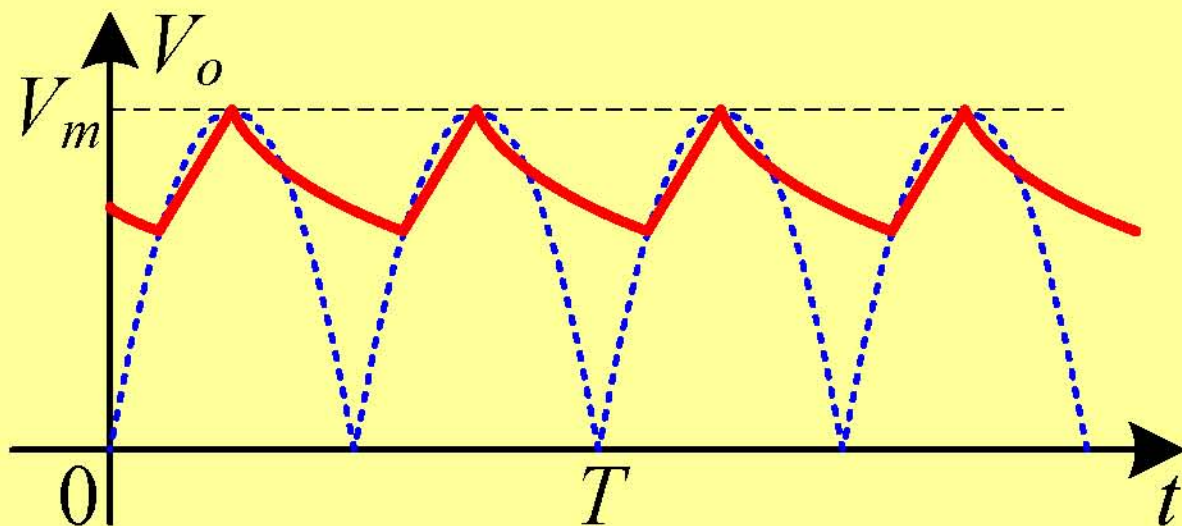
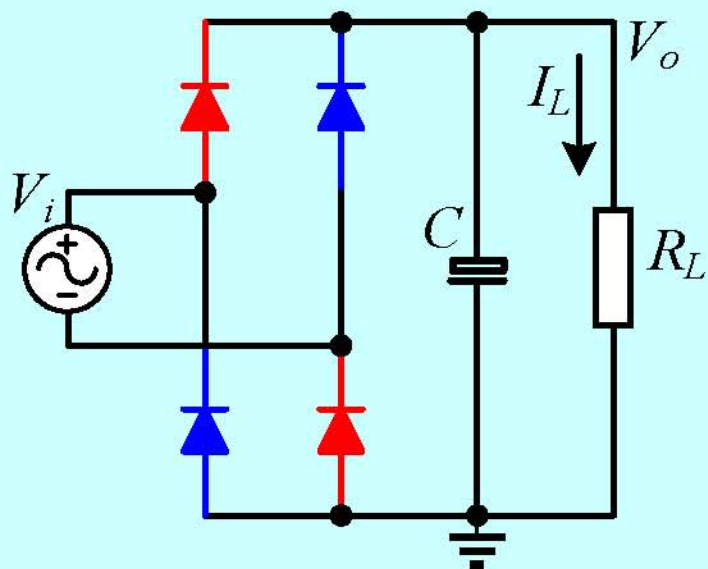
全波整流



■ 输出平均电压

$$\bar{V}_o = \frac{2V_m}{\pi} \approx 0.636V_m$$

电源滤波

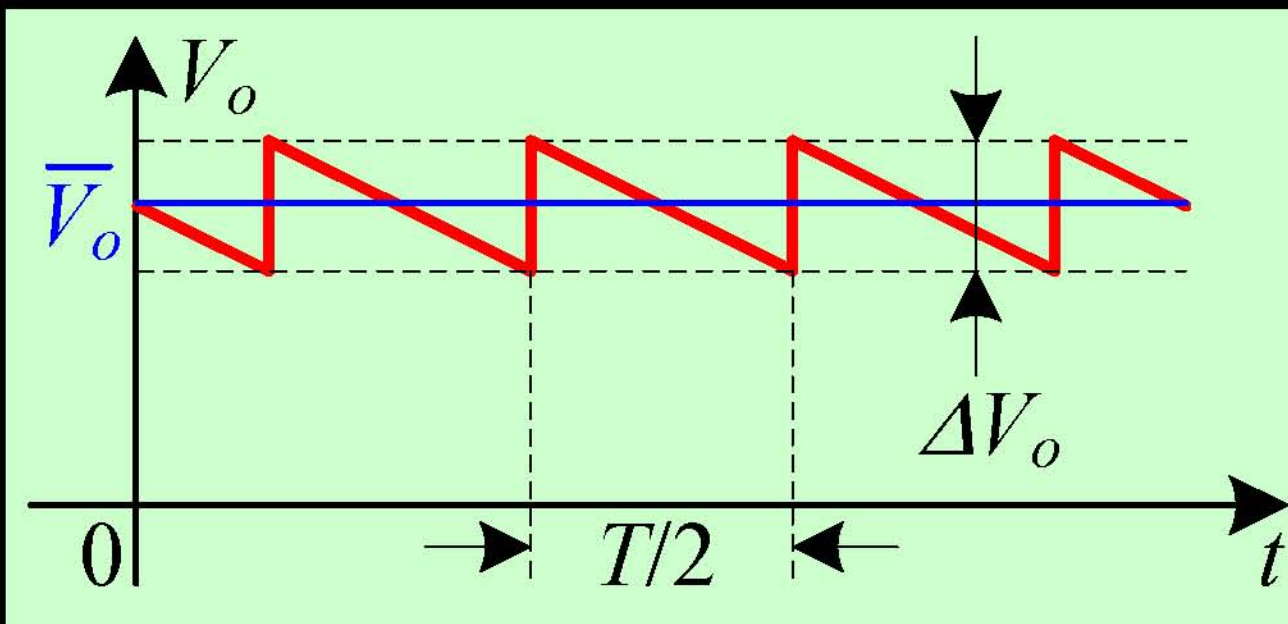


- 脉动上升， C 充电， V_o 迅速到达峰值 V_m
- 脉动下降， C 向 R_L 放电， V_o 下降
- 增大电容 C ，可减小 V_o 电压纹波

电源滤波

■纹波系数

$$S = \frac{\Delta V_o}{\bar{V}_o}$$



■恒流放电

$$I_L \approx C \frac{\Delta V_o}{T/2}$$

$$C \approx \frac{T \cdot I_L}{2S \cdot \bar{V}_o} = \frac{I_L}{2f \cdot S \cdot \bar{V}_o}$$

电源滤波

- 如果市电频率 $f=50\text{Hz}$ ，要求电路负载电流 $I_L=1\text{A}$ ，电压均值 $V_o=12\text{V}$ ，纹波系数 $S=18\%$ 。则滤波电容 C 数值大致取为：

$$C \approx \frac{I_L}{2f \cdot S \cdot V_o} = \frac{1}{2 \times 50 \times 18\% \times 12} = 4629.6 \mu\text{F}$$

- 取 $C = 4700 \mu\text{F}$



稳压电路

电压基准电路

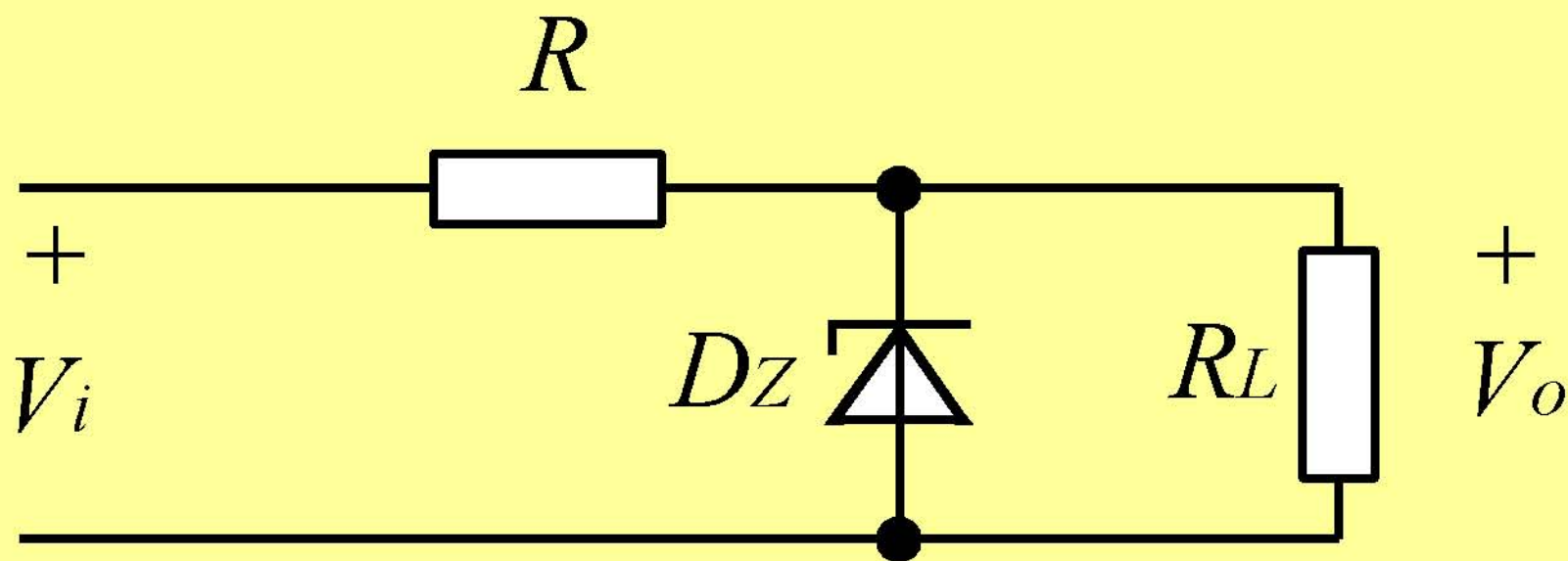
原理性稳压电路

串联型调整管稳压电路

单片三端稳压器

稳压二极管电压基准

- 工作原理：利用PN结反向击穿后二极管两端电压基本保持不变的特点
- 工作状态：总是工作在反向击穿状态



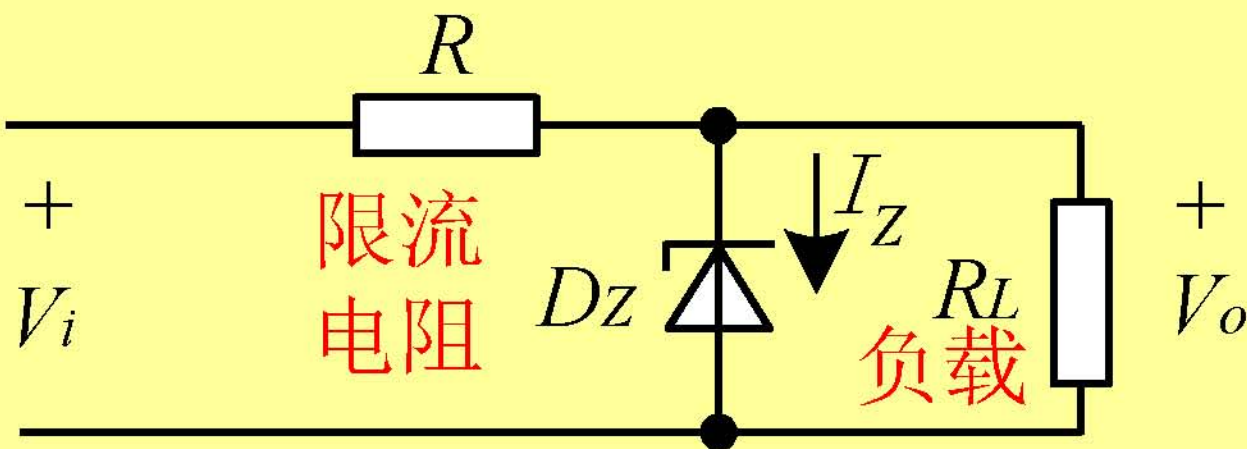


稳压管的主要特性参数

- 稳定电压 V_Z : 稳压管正常工作（电流为稳定电流 I_Z ）时两端的电压
- 最小工作电流 $I_{Z(min)}$: 维持正常工作的必需电流值
- 额定功耗 P_m : 稳压管不致损坏的最大功率消耗
- 动态内阻 r_Z : 稳压管正常工作时的交流电阻，等于 $\Delta V_Z / \Delta I_Z$

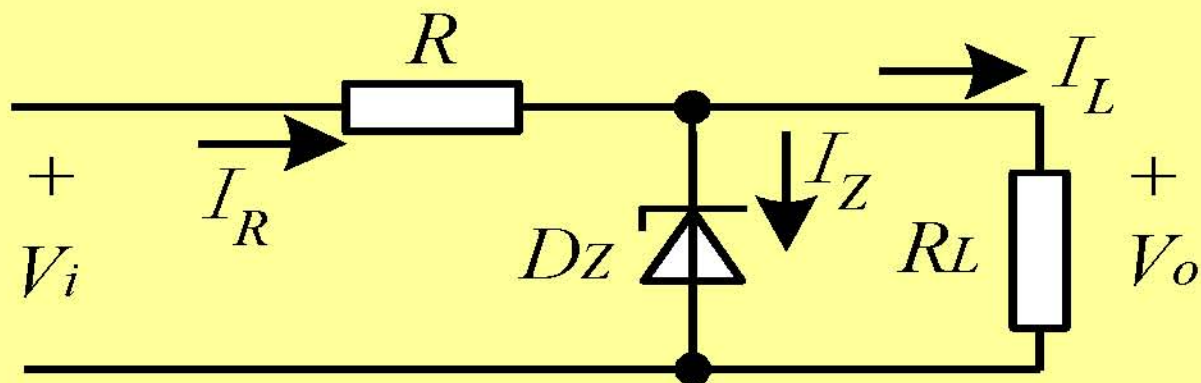
稳压管电路的限流电阻估算

■ 估算限流电阻 R 的合理数值



■ 稳压管参数: $V_Z = 6V$ 、 $I_Z = 10mA$ 、
 $I_{Z(min)} = 5mA$ 、 $I_{Z(max)} = 30mA$ 、 $r_Z = 5\Omega$

■ 电路参数: 负载电阻 $R_L = 600\Omega$, 输入电压 $V_i = 12V \sim 16V$



负载电阻电流

$$I_L = V_Z / R_L$$

限流电阻电流

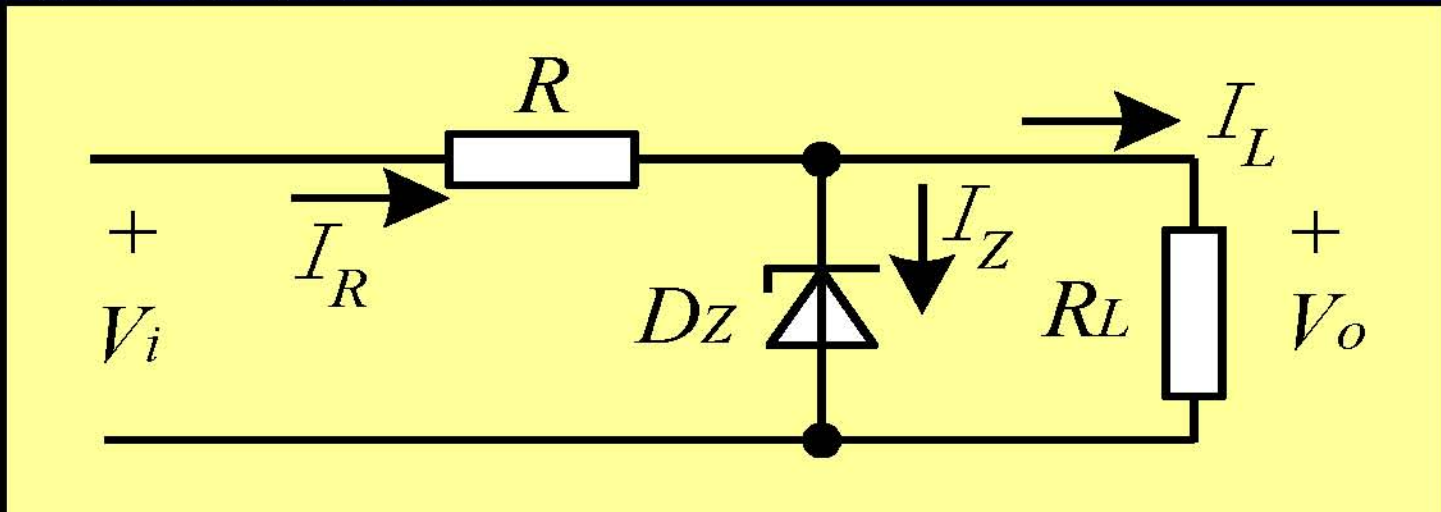
$$I_R = (V_i - V_Z) / R$$

所以稳压管电流

$$I_Z = I_R - I_L$$

即

$$\begin{cases} (V_{i(max)} - V_Z) / R - V_Z / R_L < I_{Z(max)} \\ (V_{i(min)} - V_Z) / R - V_Z / R_L > I_{Z(min)} \end{cases}$$



因此限流电阻设置为

$$\frac{V_{i(max)} - V_Z}{V_Z / R_L + I_{Z(max)}} < R < \frac{V_{i(min)} - V_Z}{V_Z / R_L + I_{Z(min)}}$$

估算

$$250\Omega < R < 400\Omega$$

取值

$$R = 330\Omega$$



稳压电路的性能指标

■ 电路稳压系数 S 的估算

$$S = \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_i / V_i} \Bigg|_{R_L = \text{Constant}}$$

- 稳压管参数: $V_Z = 6V$ 、 $I_Z = 10mA$ 、 $I_{Z(min)} = 5mA$ 、 $I_{Z(max)} = 30mA$ 、 $r_Z = 5\Omega$
- 电路参数: 限流电阻 $R = 330\Omega$, 负载电阻 $R_L = 600\Omega$, 输入电压 $V_i = 12V \sim 16V$

稳压系数的估算

- 稳压管电流 $I_Z = V_i / R - V_Z / (R // R_L)$
- 管电流变化 $\Delta I_Z = \Delta V_i / R - \Delta V_Z / (R // R_L)$
- 管电压变化 $\Delta V_Z = r_Z \cdot \Delta I_Z = \frac{r_Z // R_L}{R + r_Z // R_L} \cdot \Delta V_i$
- 电路稳压系数

$$S = \frac{\Delta V_Z}{V_Z} \cdot \frac{V_i}{\Delta V_i} = \frac{r_Z // R_L}{R + r_Z // R_L} \cdot \frac{V_i}{V_Z} \approx \frac{5}{330 + 5} \times \frac{12}{6} \approx 3\%$$

稳压电路的性能指标

■ 动态内阻 r_o

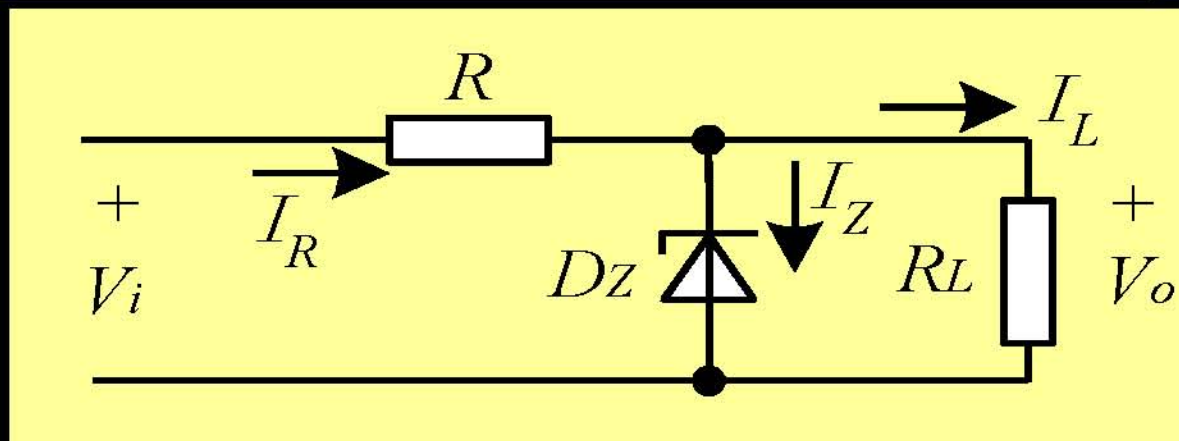
$$r_o = \left. \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} \right|_{V_i = \text{常数}}$$

- 从负载端向左看进去的等效交流阻抗
- 注意：输入电压源 V_i 的内阻为零
- 电路的动态内阻为

$$r_o = r_Z // R = 5 // 330 \approx 5\Omega$$

负载对稳压管电路的影响

■ 负载电阻变化时输出电压的变化估算



■ 稳压管参数: $V_Z = 6V$ 、 $I_Z = 10mA$ 、
 $I_{Z(min)} = 5mA$ 、 $I_{Z(max)} = 30mA$ 、 $r_Z = 5\Omega$

■ 电路参数: 输入电压 $V_i = 12V$ 、限流电阻 $R = 330\Omega$ 、负载电阻 $R_L = 600\Omega \sim 1200\Omega$

■ 稳压管电流

$$I_Z = V_i / R - V_Z \cdot (1/R + 1/R_L)$$

$$\Delta I_Z \approx -(1/R + 1/R_L) \Delta V_Z + (V_Z / R_L^2) \Delta R_L$$

■ 管电压变化

$$\Delta V_Z = r_Z \cdot \Delta I_Z$$

$$\Delta V_Z = \frac{r_Z // R}{R_L + r_Z // R} \cdot \frac{\Delta R_L}{R_L} \cdot V_Z$$

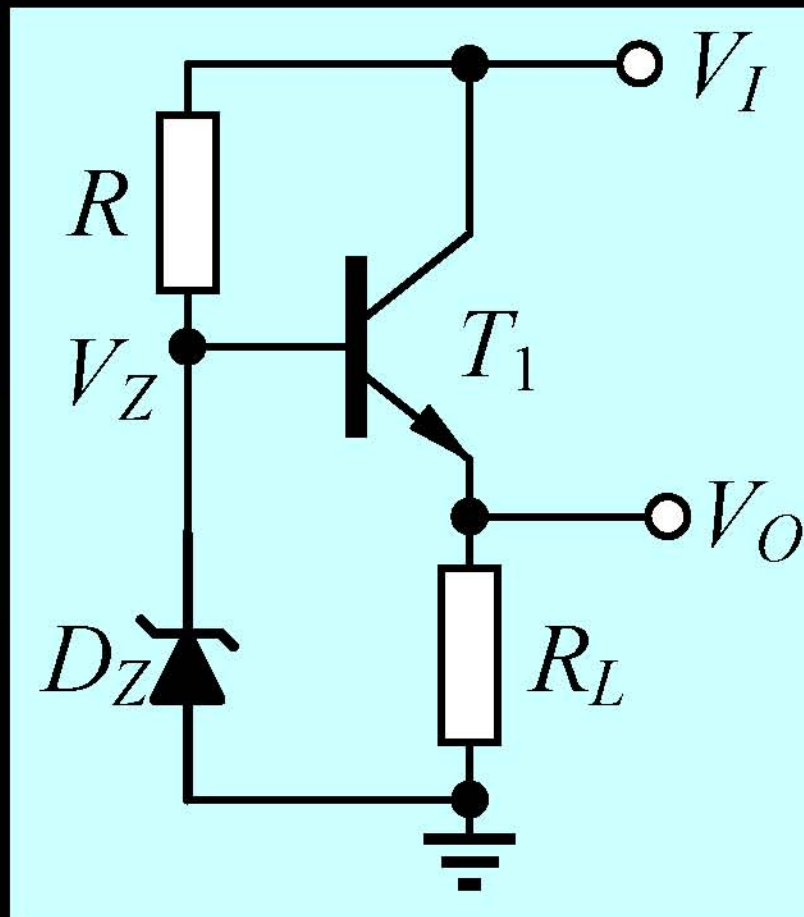
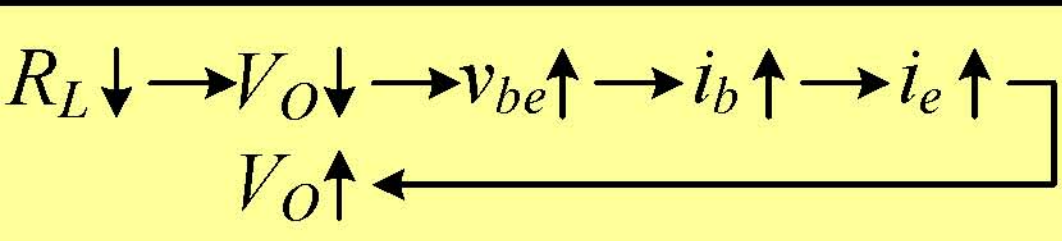
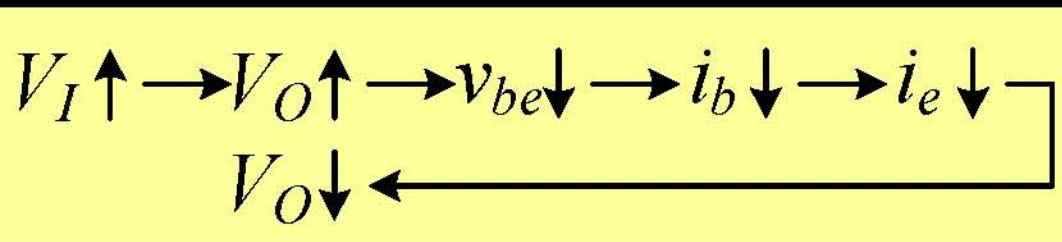
$$= \frac{5 // 330}{600 + 5 // 330} \times \frac{600}{600} \times 6 \approx 50 \text{ mV}$$

原理性稳压电路

■ 电压跟随器

$$V_O = V_Z$$

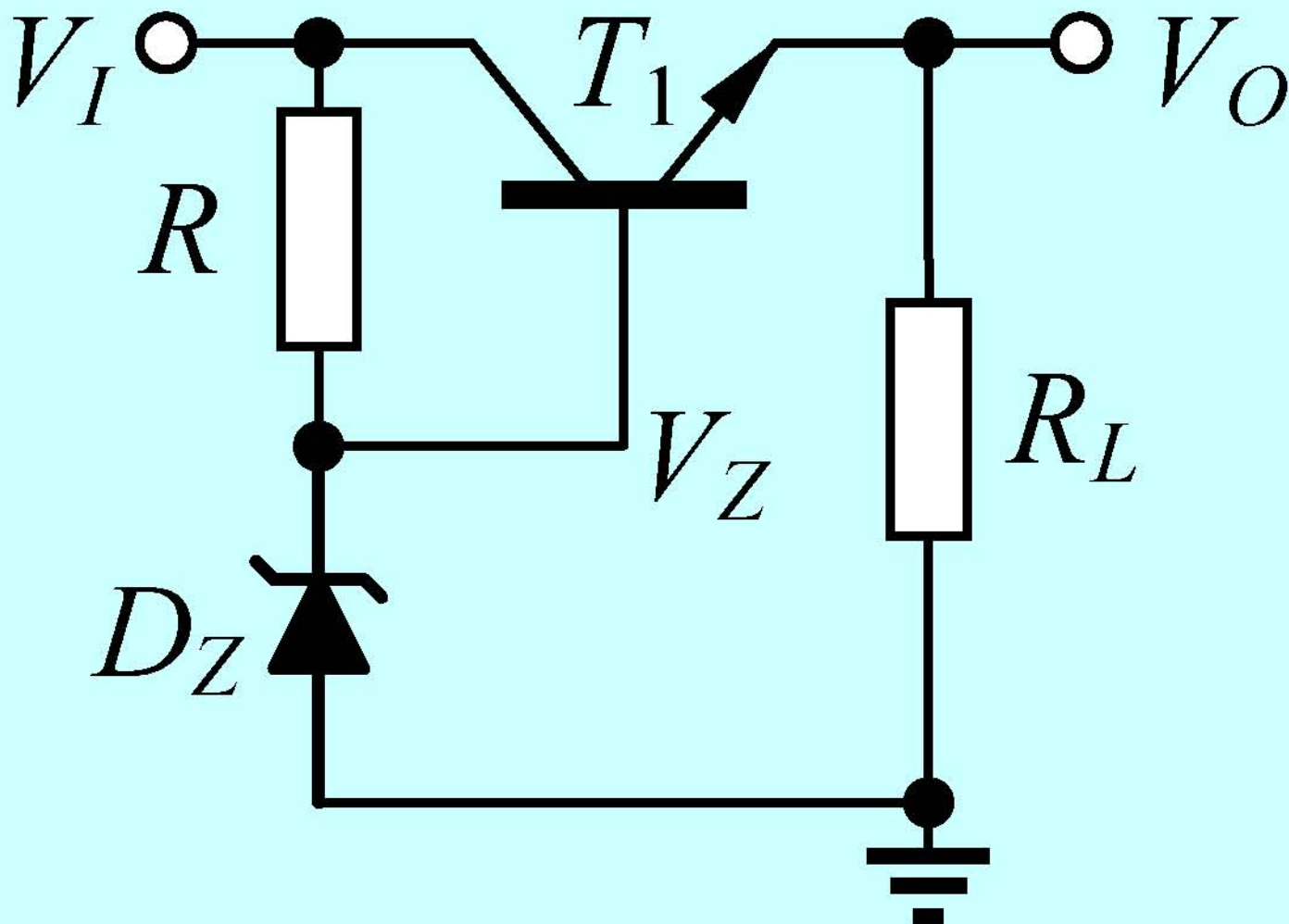
■ 负反馈稳定电压



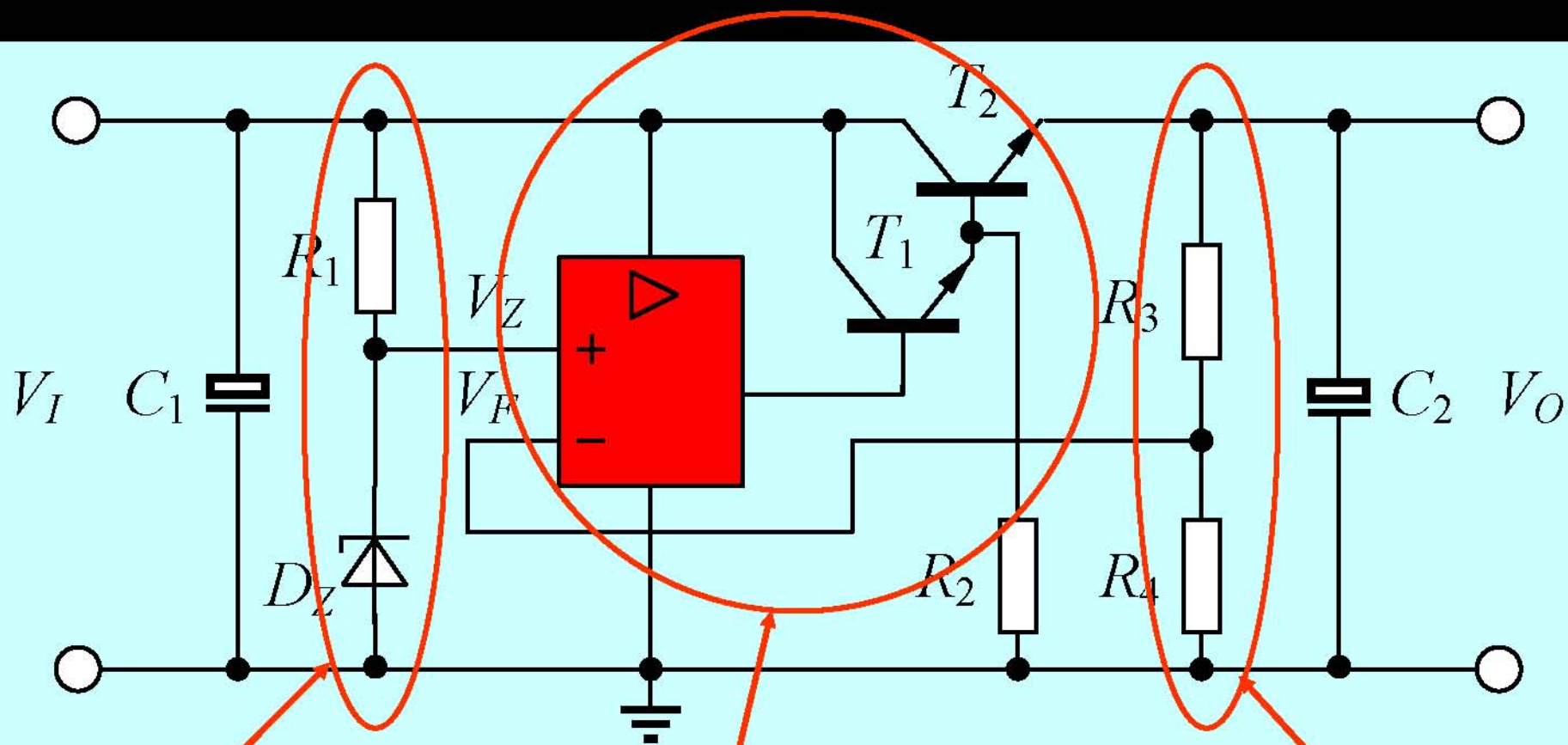
原理性稳压电路

■ 基本调整管稳压电路

■ 电压基准 V_Z



串联型调整管稳压电路



电压基准

比较放大

电压取样

串联型调整管稳压电路

- 电路为深度负反馈，稳压电源正常工作时，采样电压 V_f 总是与基准电压 V_Z 相等

$$V_O = \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \cdot V_Z$$

- 运算放大器输出不超过其偏置 V_I 电压值
- 若 R_3/R_4 值过大，则采样电压 V_f 无法调整到基准电压 V_Z 值，失去稳压功能



调整管稳压电路指标

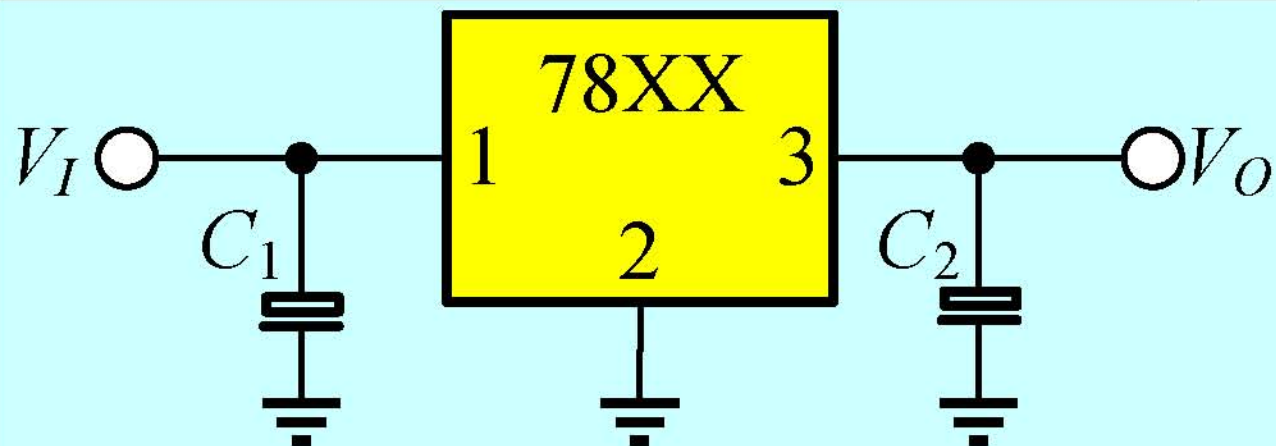
- 稳压系数 S_r
- 工程极限条件
 $V_I/V_I=20\%$

$$S_r = \left| \frac{\Delta V_O / V_O}{\Delta V_I / V_I} \right|_{R_L = \text{CONSTANT}}$$

- 输出阻抗 r_o
- 表示稳压电源电路输出电压 V_O 受负载 R_L 变化的影响程度，反映稳压电源电路的负载电流驱动能力

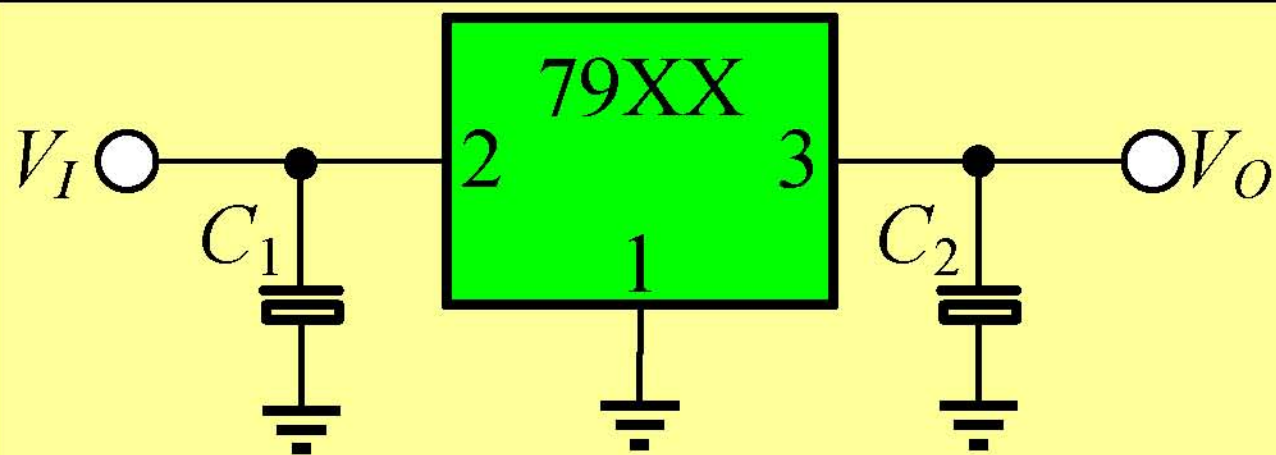
单片三端稳压器

- 正电源系列
78XX



- XX电压05、06、08、09、12、15、18

- 负电源系列
79XX

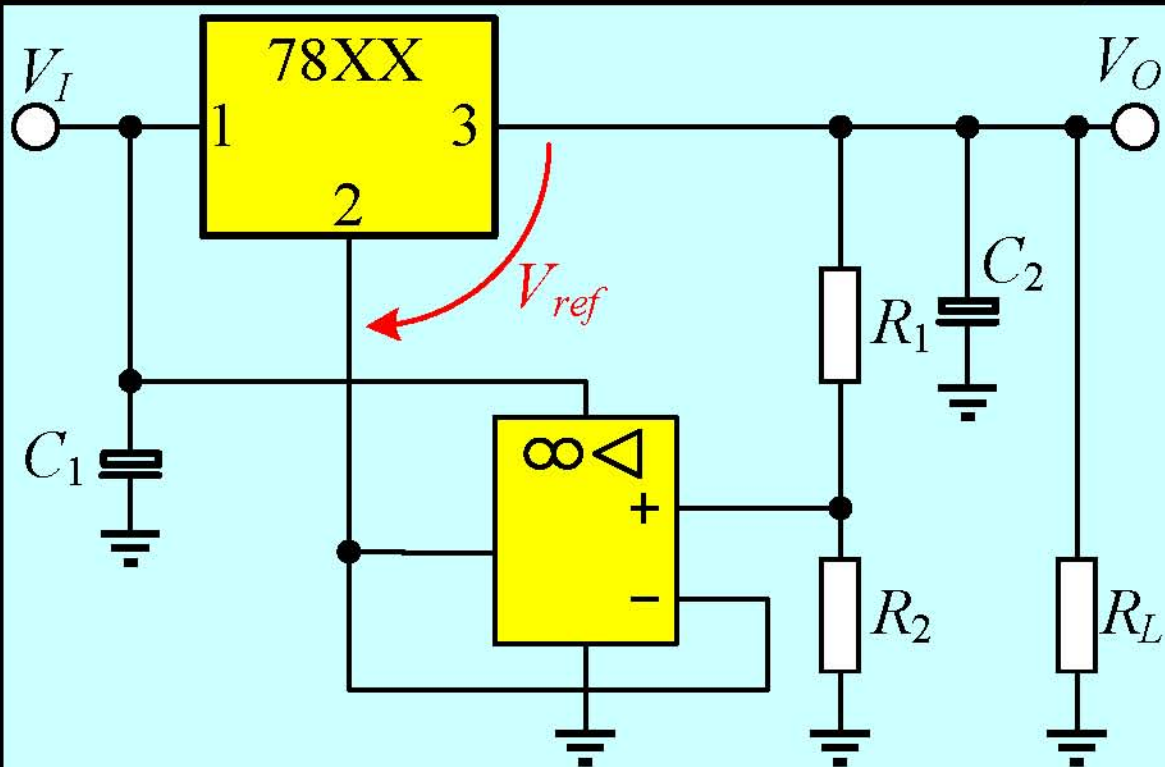


单片三端稳压器

■ 可调输出电压

$$V_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_O = V_O$$

$$V_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_{ref}$$



■ 输出电压范围

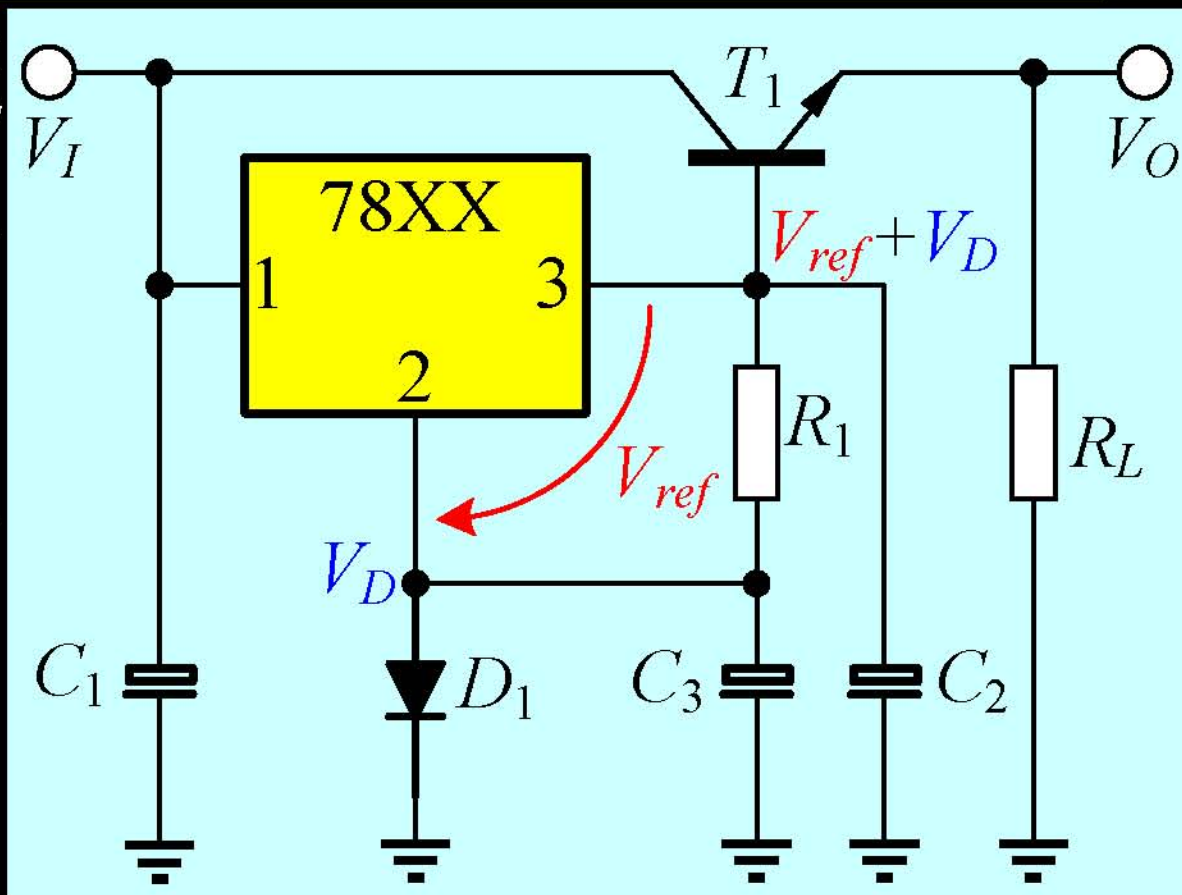
$$V_{ref} \leq V_O < V_I$$

单片三端稳压器

■ 扩大输出电流

$$V_O = V_{ref} + V_D - V_{BE1}$$

$$\approx V_{ref}$$



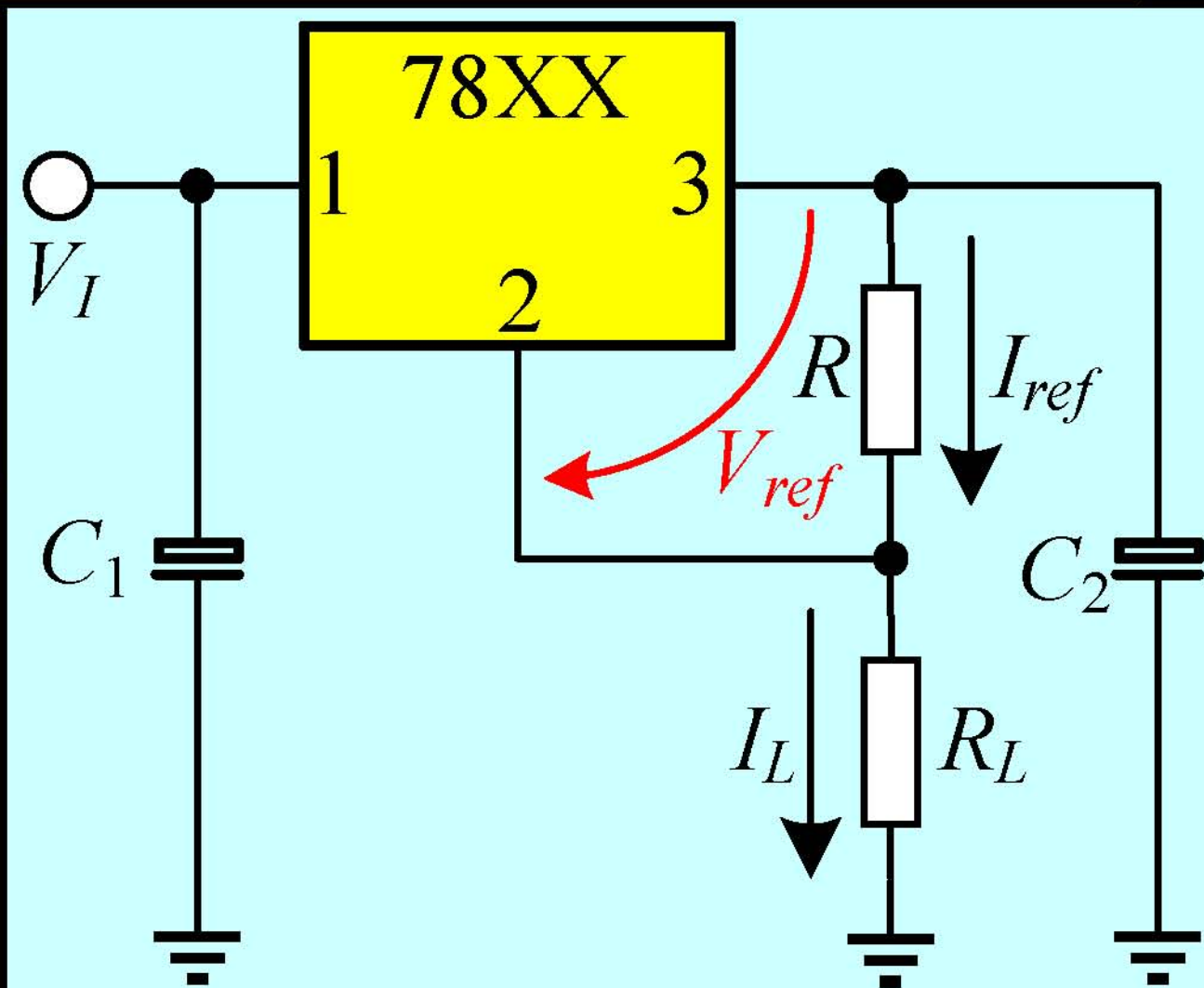
■ D_1 为补偿二极管

单片三端稳压器

■ 恒流源

$$I_L \approx I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R}$$

■ I_L 值与负载 R_L 无关





开关电源

脉冲宽度调制PWM

DC/DC变换器

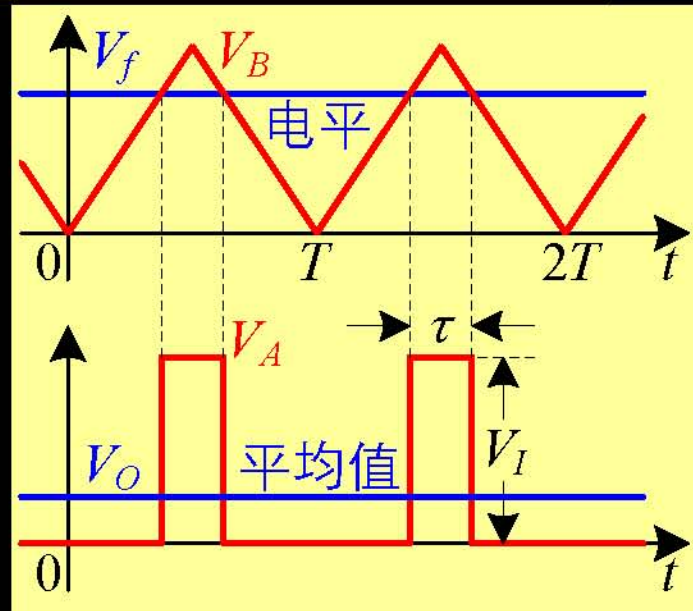
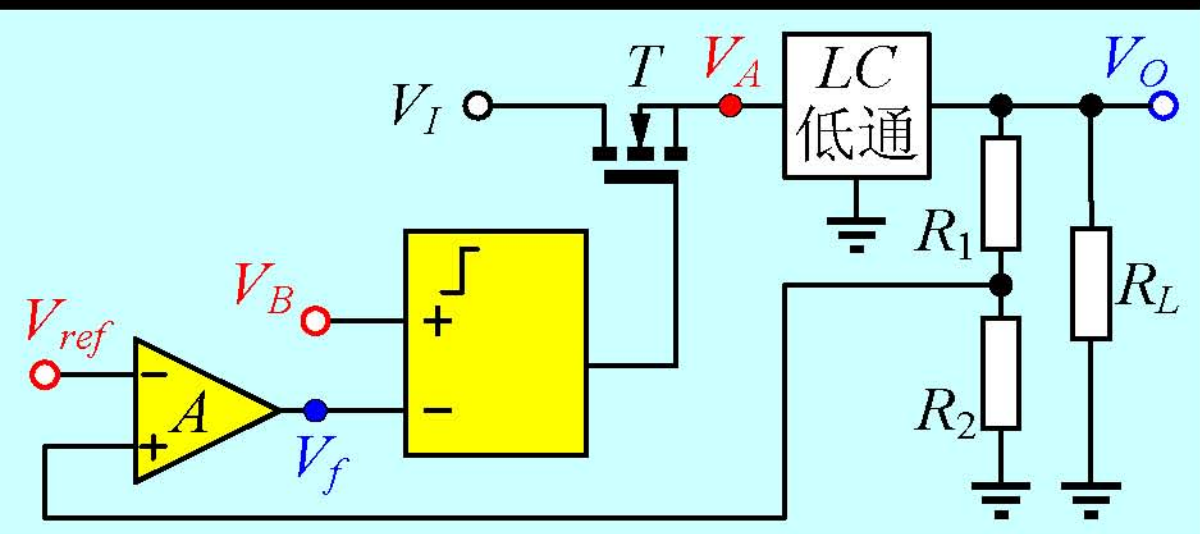
隔离型开关电源



开关电源概述

- 线性电源效率较低(约40%)
 - 调整管 CE 间压降可观(约3V)
 - 在一定电流下, 调整管功耗可观
- 开关电源效率较高(>80%)
 - 功率管工作在开关状态
 - 晶体管截止时, 无电流, 零功耗
 - 晶体管导通时, 压降小, 小功耗

脉冲宽度调制 PWM



- 采样电平与基准比较产生误差电平 V_f
- 三角波 V_B 与电平 V_f 比较，产生 PWM 波形 V_A ， V_A 经低通输出稳定电平 V_O



脉冲宽度调制 *PWM*

■ 占空比 $D = \frac{\tau}{T}$

■ *PWM*波形的 *Fourier*级数表达

$$V_A(t) = \frac{\tau}{T} V_I + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2V_I}{k\pi} \sin(\pi k f \tau) \cdot \cos(2\pi k f t)$$

■ 低通输出

$$V_O = \frac{\tau}{T} \cdot V_I = D \cdot V_I$$



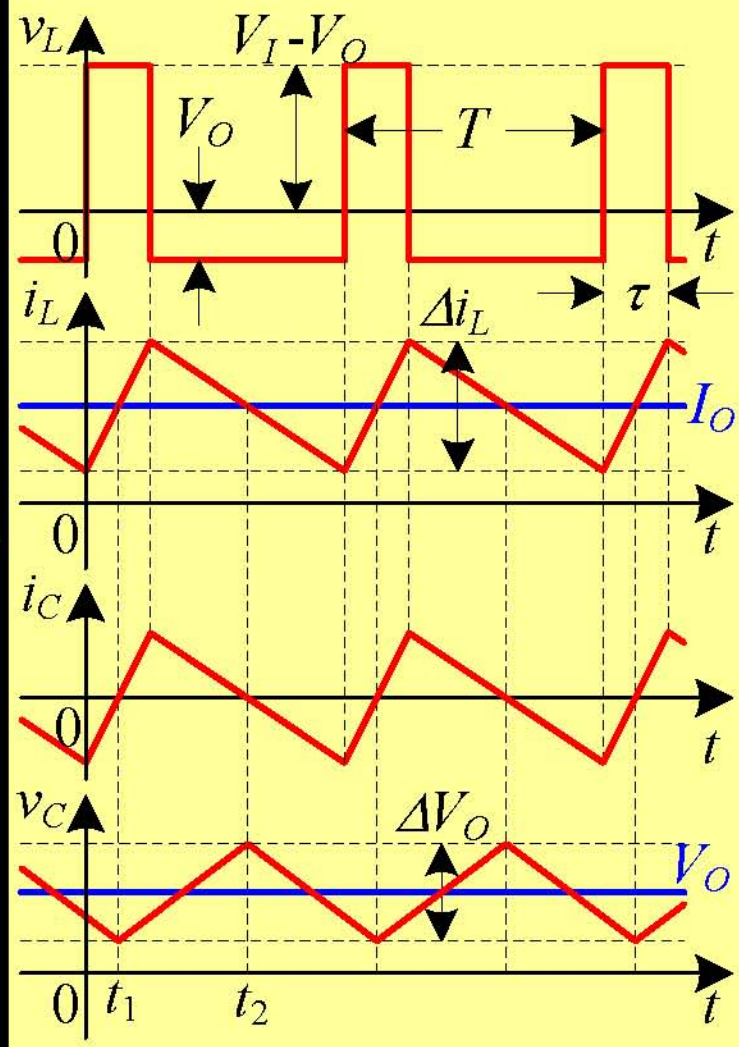
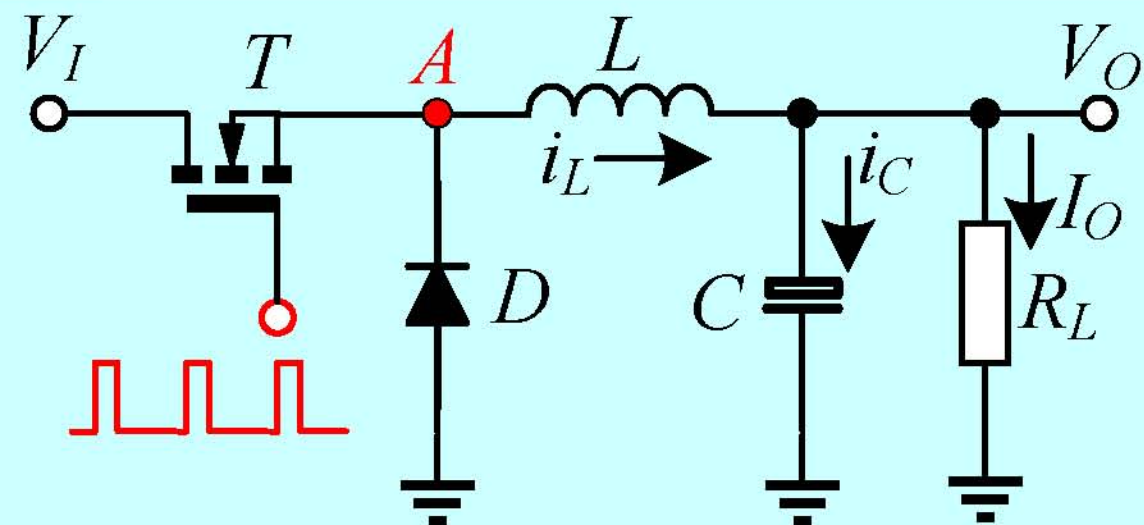
DC/DC变换电路

降压(*Buck*)型电路

升压(*Boost*)型电路

升降压(*Buck-Boost*)型电路

降压型(Buck)电路



- T 导通, D 截止, L 储能, $V_A = V_I$, R_L 产生 I_O
- T 截止, L 反电势 D 续流, $V_A \approx 0$, R_L 产生 I_O

降压型(Buck)电路

■ 电感电流波动

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^\tau (V_I - V_O) dt = \frac{(V_I - V_O)\tau}{L} = \frac{(V_I - V_O)DT}{L} = \frac{(1-D)V_O}{Lf}$$

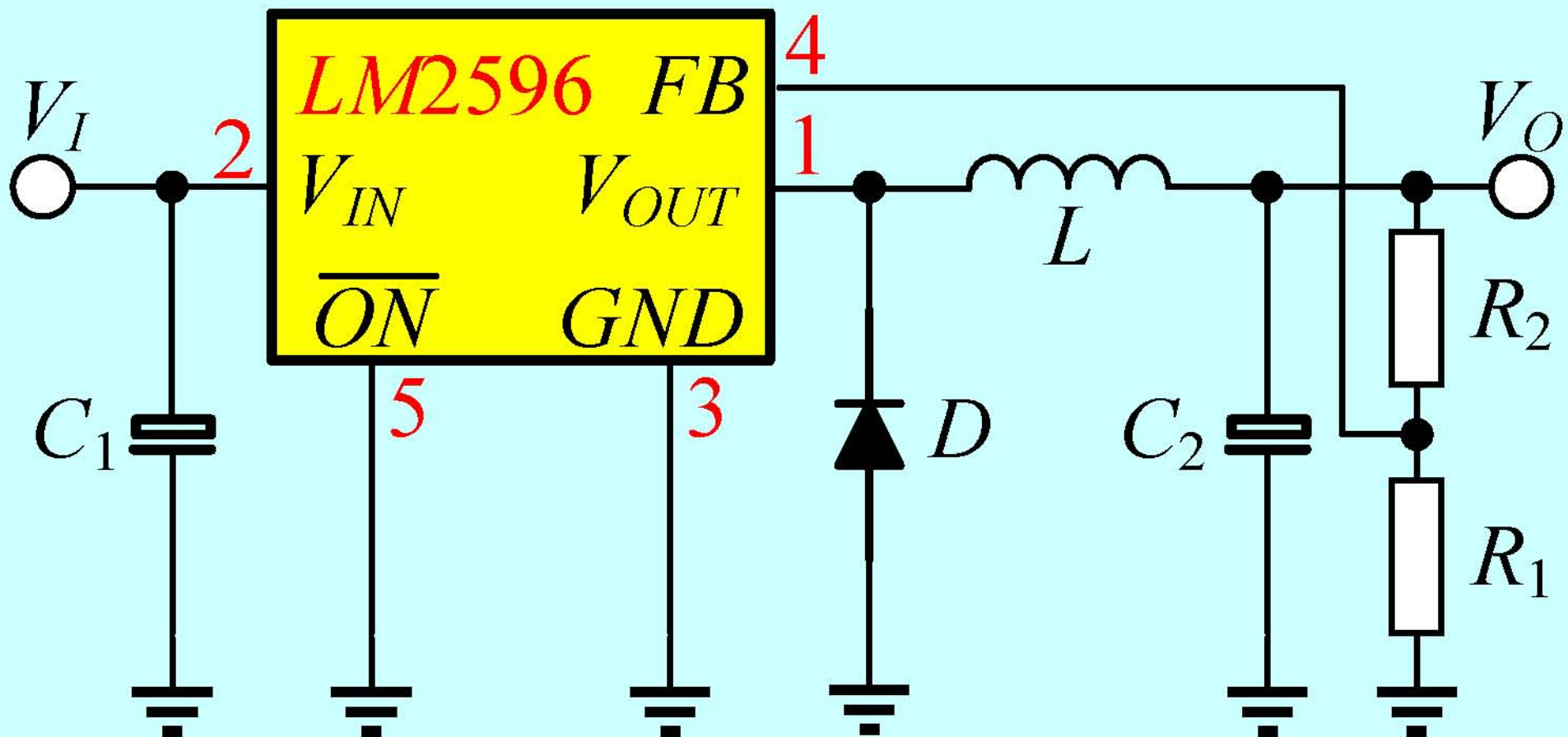
■ 电容 v_C 即输出 V_O 电压波动

$$\Delta V_O = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C dt = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} (i_L - I_O) dt = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} \frac{\Delta i_L T}{2} \right) = \frac{(1-D)V_O}{8LCf^2}$$

■ 电感电流连续的临界条件

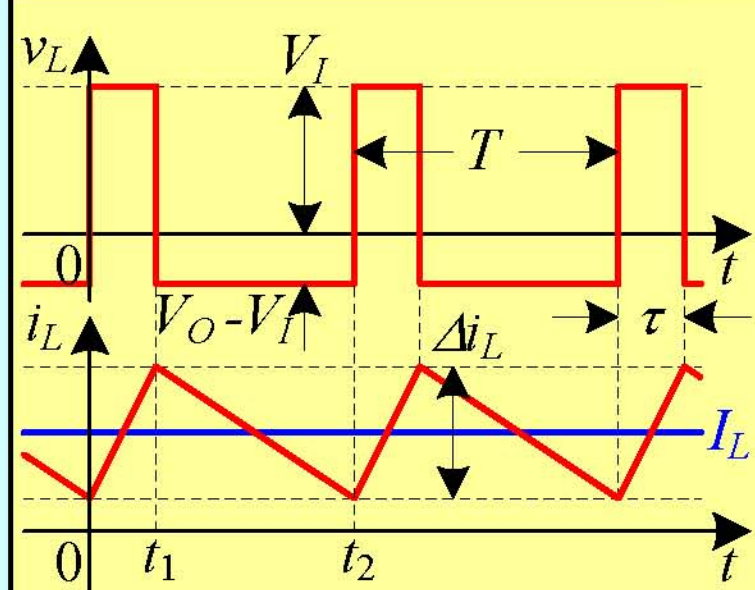
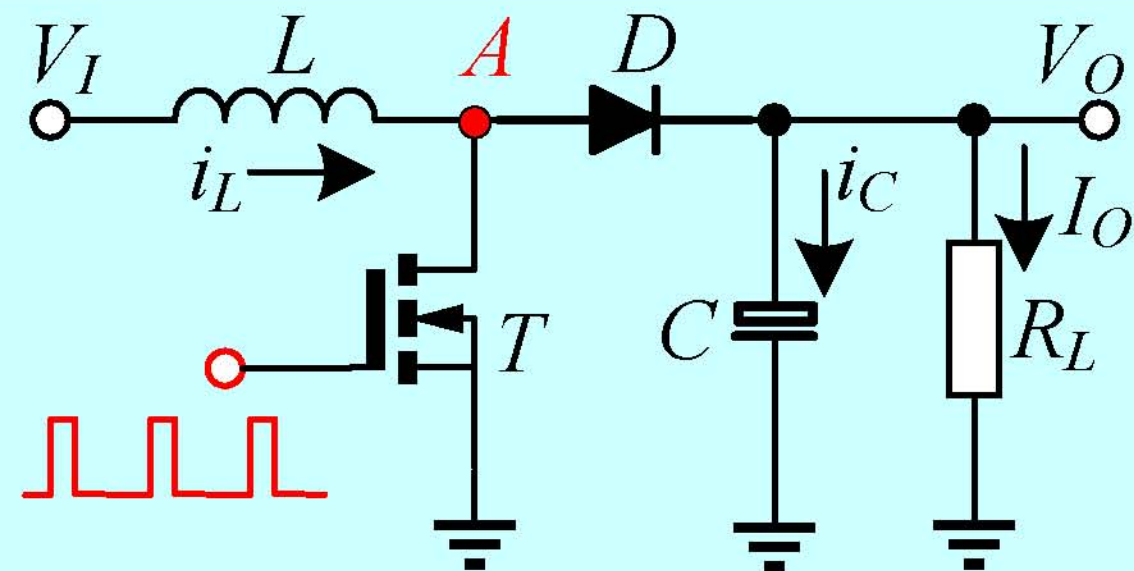
$$I_O - \frac{1}{2} \Delta i_L \geq 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{V_O}{R_L} \geq \frac{(1-D)V_O}{2Lf} \quad \Rightarrow \quad \frac{Lf}{R_L} \geq \frac{1-D}{2}$$

降压型电路开关调节器



$$V_{I(\max)} = 40V, \quad I_{O(\max)} = 3A, \quad f = 150kHz, \quad V_O = 1.235(1 + R_2/R_1)$$

升压型(Boost)电路



- T 导通, L 储能。 D 截止, C 放电维持 V_O
- T 截止, D 导通, C 充电。 R_L 上承受 V_I 叠加上 L 反电势, 产生高于 V_I 的 V_O



升压型(Boost)电路

■ i_L 增加量

$$\Delta i_L^+ = \frac{1}{L} \int_0^{\tau} V_I dt = \frac{V_I \tau}{L} = \frac{V_I D}{Lf}$$

■ i_L 减少量

$$\Delta i_L^- = \frac{1}{L} \int_1^2 (V_O - V_I) dt = \frac{(V_O - V_I)(1-D)}{Lf}$$

■ 输出输入关系

$$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- \Rightarrow V_O = \frac{V_I}{1-D}$$

$$V_I I_L = V_O I_O \Rightarrow I_L = \frac{V_O}{V_I} I_O = \frac{I_O}{1-D}$$

升压型(Boost)电路

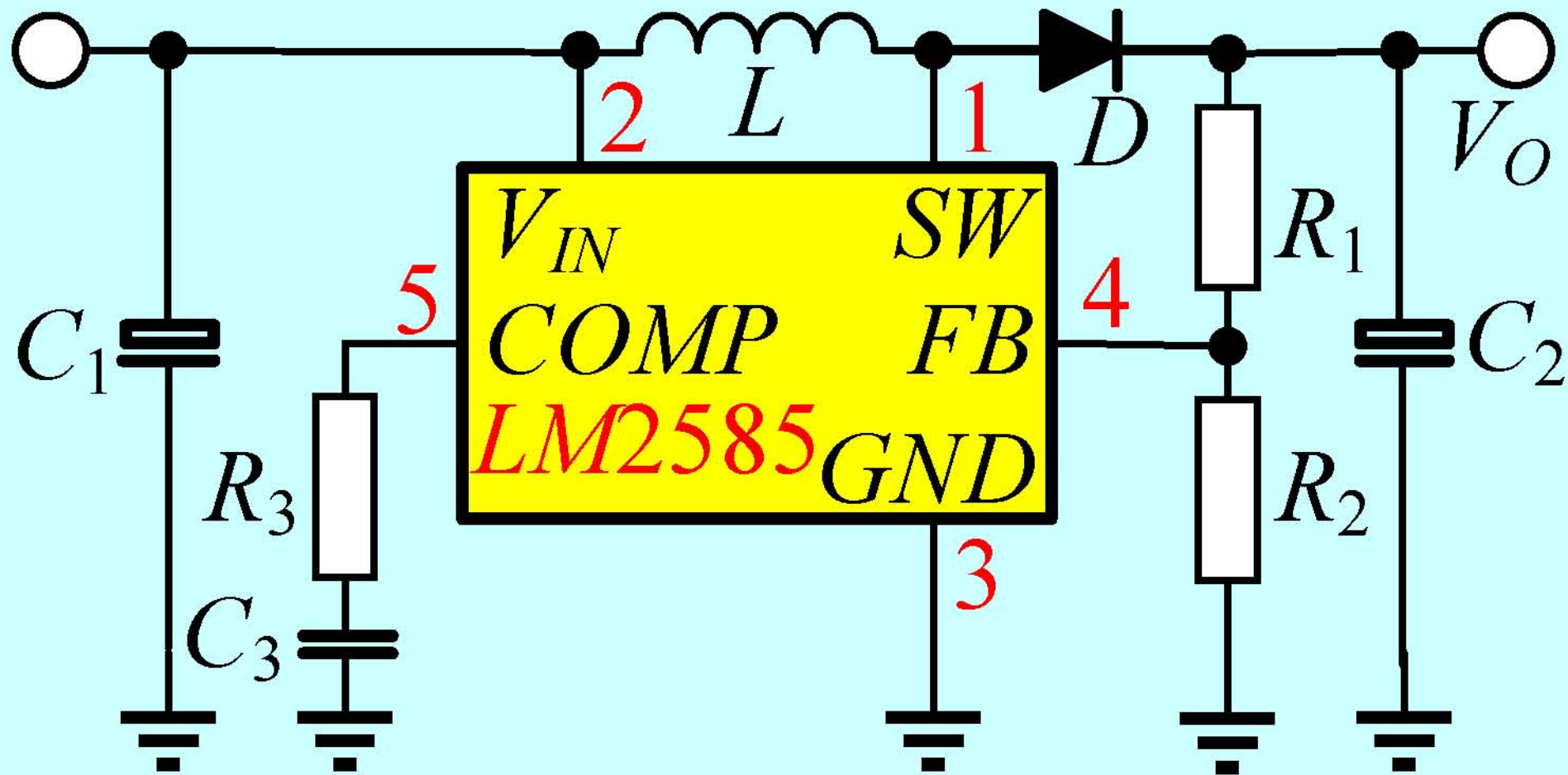
- 输出纹波 $\Delta V_o = \frac{1}{C} \int I_o dt = \frac{I_o \tau}{C} = \frac{I_o D}{Cf} = \frac{V_o D}{R_L Cf}$
- 增加开关频率加大滤波电容可降低纹波

■ 电感
电流连续
的临界
条件

$$I_L \geq \frac{1}{2} \Delta i_L \quad \Rightarrow \quad \frac{I_o}{1-D} \geq \frac{V_o D(1-D)}{2Lf}$$

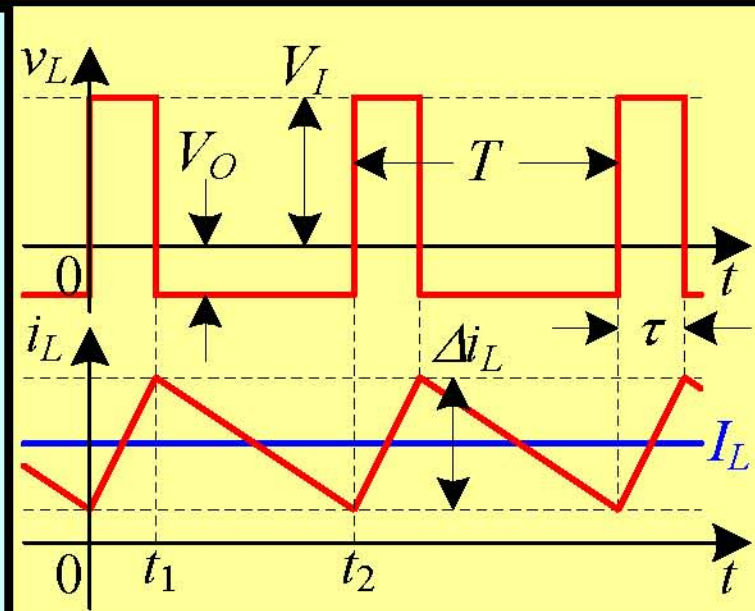
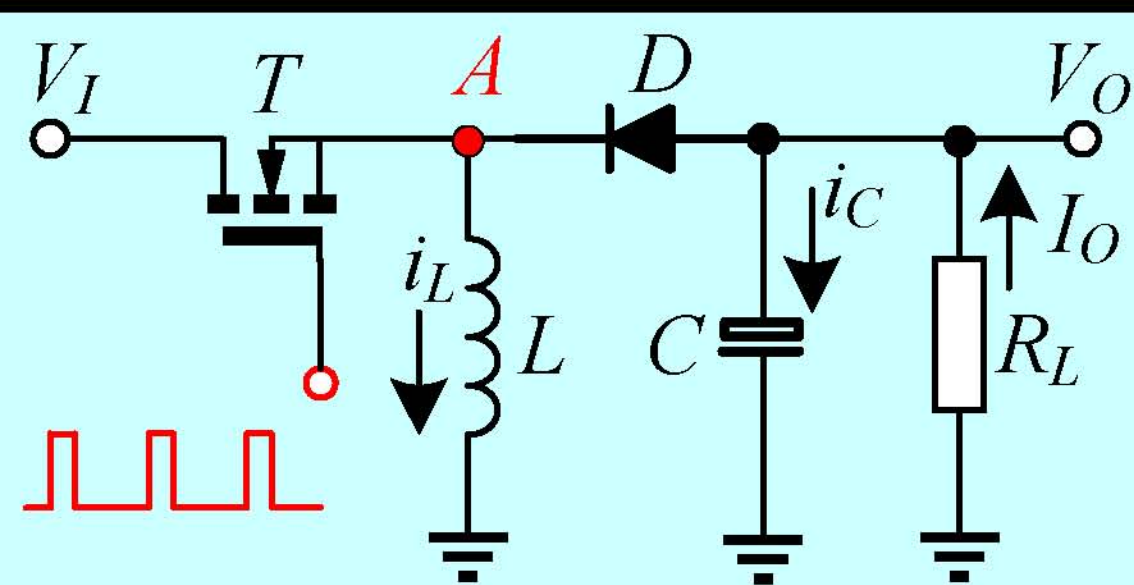
$$\Rightarrow \quad \frac{Lf}{R_L} \geq \frac{D(1-D)^2}{2}$$

升压型电路开关调节器



$$V_I = 4 \sim 40V, \quad I_{SW} = 3A, \quad f = 100kHz, \quad V_O = 1.23(1 + R_2/R_1)$$

升降压型(Buck-Boost)电路



- T 导通, L 储能。 D 截止, C 放电维持 V_O 。
- T 截止, D 导通, C 充电。 L 反电势产生负的 V_O 。



升降压型(Buck-Boost)电路

■ i_L 增加量

$$\Delta i_L^+ = \frac{1}{L} \int_0^{\tau} V_I dt = \frac{V_I \tau}{L} = \frac{V_I D}{Lf}$$

■ i_L 减少量

$$\Delta i_L^- = \frac{1}{L} \int_1^{t_2} V_O dt = \frac{V_O (1-D)}{Lf}$$

■ 输出输入关系

$$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- \quad \Rightarrow \quad V_O = \frac{D}{1-D} V_I$$

$$V_I I_L = V_O I_O \quad \Rightarrow \quad I_L = \frac{V_O}{V_I} I_O = \frac{D}{1-D} I_O$$



升降压型(Buck-Boost)电路

■ 输出纹波 $\Delta V_o = \frac{1}{C} \int I_o dt = \frac{I_o \tau}{C} = \frac{I_o D}{Cf} = \frac{V_o D}{R_L C f}$

■ 增加开关频率加大滤波电容可降低纹波

■ 电感
电流连
续的临
界条件

$$I_L \geq \frac{1}{2} \Delta i_L \quad \Rightarrow \quad \frac{D}{1-D} I_o \geq \frac{V_o (1-D)}{2Lf}$$

$$\Rightarrow \quad \frac{Lf}{R_L} \geq \frac{(1-D)^2}{2D}$$



隔离型开关电源

单边变换与双边变换电路
全桥式变换电路



隔离型开关电源概述

■ 非隔离型(前述)开关电源的局限

- 输入输出电压比、电流比不能过大
- 不能实现多路输出
- 输入输出之间无电气隔离，安全缺陷

■ 隔离型开关电源的优势

- 输入输出之间电气隔离
- 隔离变压器初次级匝数比实现变压
- 隔离变压器次级多绕组实现多路输出



单端变换与双端变换电路

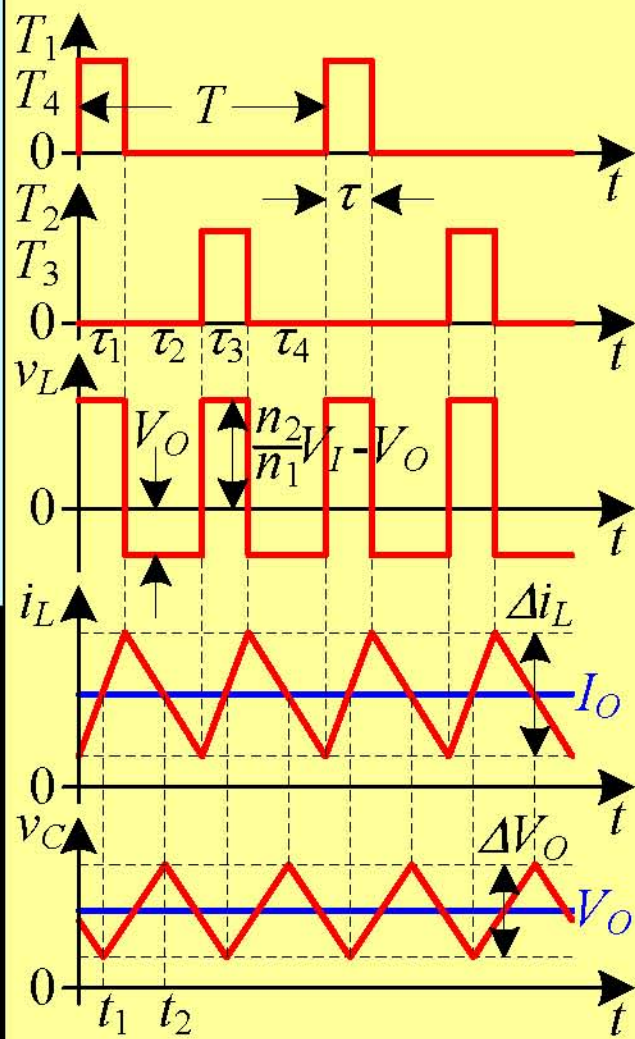
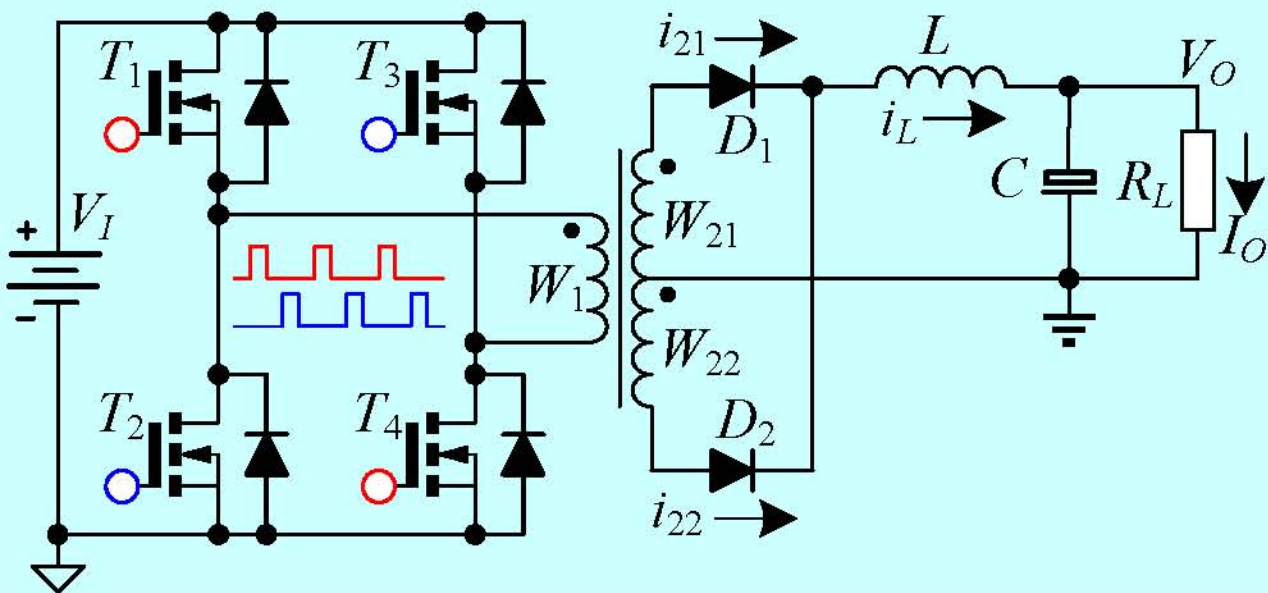
■ 单端变换电路

- 反激式、正激式电路
- 隔离变压器磁芯中磁通单方向变化
- 随开关周期重复，导致磁饱和

■ 双端变换电路

- 推挽式、半桥式、全桥式电路
- 隔离变压器磁芯中磁通双向变化
- 保证电路的对称，可避免磁饱和

全桥式变换电路



- τ_1 : D_1 导通 D_2 截止。 W_{21} 使 i_L 增长，为 C 、 R_L 供电
- τ_2 : D_1 截止 D_2 导通。 W_{22} 反电势维持 V_O



全桥式变换电路

■ i_L 增加量

$$\begin{aligned} \Delta i_L^+ &= \frac{1}{L} \int_0^\tau \left(\frac{n_2}{n_1} V_I - V_O \right) dt = \frac{\tau}{L} \left(\frac{n_2}{n_1} V_I - V_O \right) \\ &= \frac{D}{Lf} \left(\frac{n_2}{n_1} V_I - V_O \right) \end{aligned}$$

■ i_L 减少量

$$\Delta i_L^- = \frac{1}{L} \int_0^{T/2-\tau} V_O dt = \frac{V_O}{L} \left(\frac{T}{2} - \tau \right) = \frac{1-2D}{2Lf} V_O$$

■ 输出输入关系

$$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- \quad \Rightarrow \quad V_O = 2 \frac{n_2}{n_1} D V_I$$



全桥式变换电路

■ 输出纹波

$$\Delta V_O = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C dt = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} (i_L - I_O) dt = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} \frac{T}{4} \frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{(1-2D)V_O}{32LCf^2}$$

■ 电感电流连续的临界条件

$$I_O \geq \frac{1}{2} \Delta i_L \quad \Rightarrow \quad I_O \geq \frac{1-2D}{4Lf} V_O$$

$$\Rightarrow \quad \frac{Lf}{R_L} \geq \frac{1-2D}{4}$$

■ 实际电路占空比 D 必须小于 $1/2$



复旦大学电子工程系 孔庆生

第6章结束