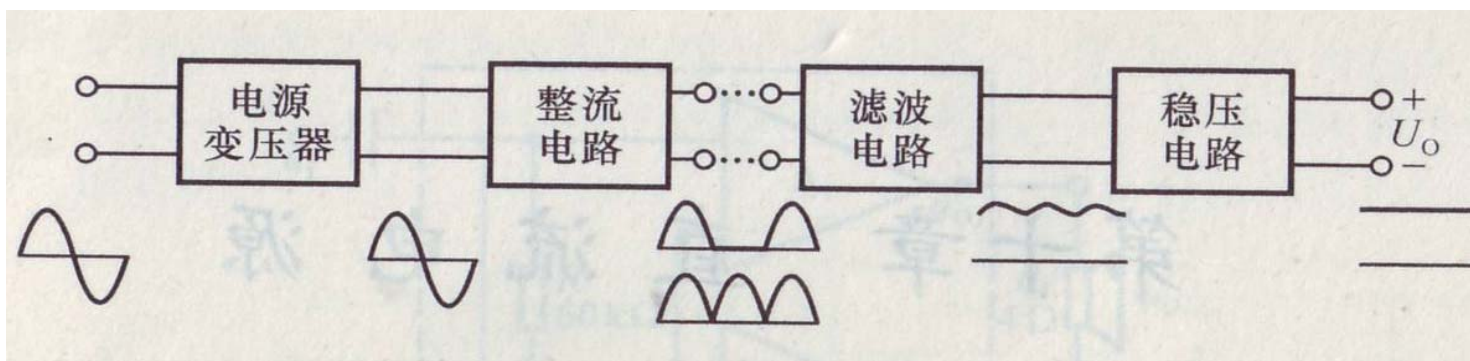


目 录

1: 整流与滤波3
2: 并联稳压电路 20
3: 串联稳压电路 31
4: 集成稳压电路 44
5: BUCK电路 51
6: BOOST电路 65
7: 反激变换器75
8: 正激变换器118

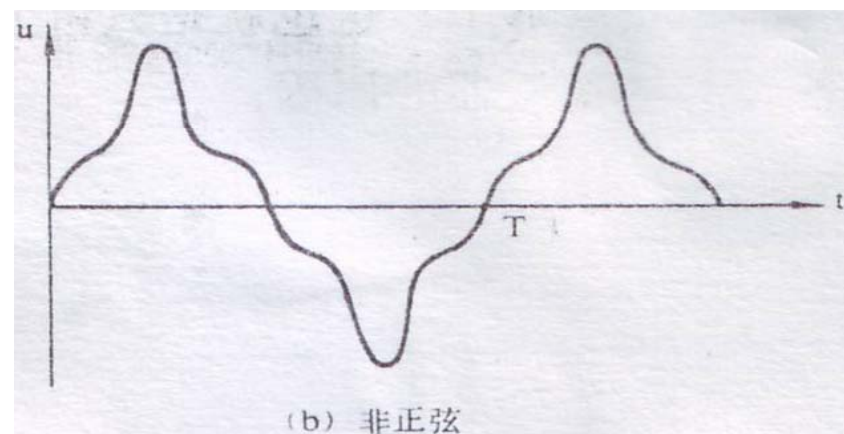
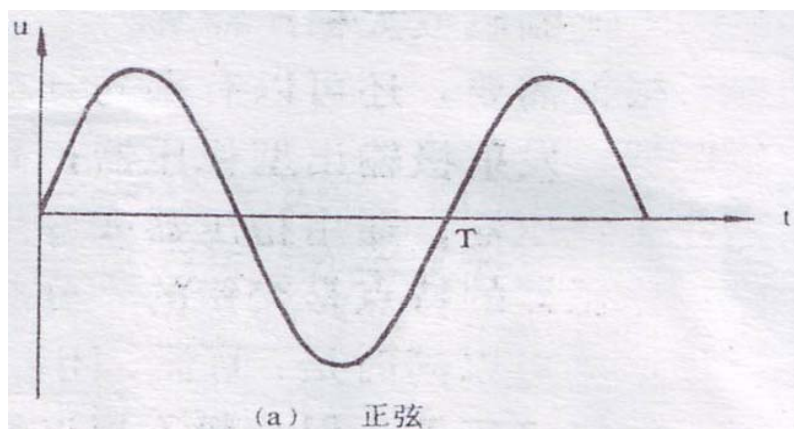
1: 整流与滤波

1.1: 直流稳压电源的构成



1.2: 基本概念

交流电压（电流）：幅值与方向均随时间作周期性变化的交流电压（电流）。



1: 整流与滤波

正弦交流电压（电流）：幅值与方向均随时间作正弦周期性变化的交流电压（电流）称为正弦交流电压（电流）。我们常说的交流电就是正弦交流电压或电流的简略称呼。

有效值：与交流电压（电流）热等效的直流电压（电流）直称为该交流电压（电流）的有效值。

峰 值：交流电压（电流）所达到的最大瞬时值。

频 率：交流电压（电流）每秒做周期性变化的次数。

直流电压（电流）：数值大小与方向均不随时间变化的电压（电流）称为直流电压（电流），实际上，方向安全可以保证不随时间而变化,但数值不可能做到一直恒定，因此，对于方向不变、数值随时间而变的交流电压（电流）可以用一个直流电压（电流）与一个幅值、方向随时间变化的交流电压（电流）叠加。

1: 整流与滤波

1.3: 半波整流

半波整流的电路图及波形图见右图

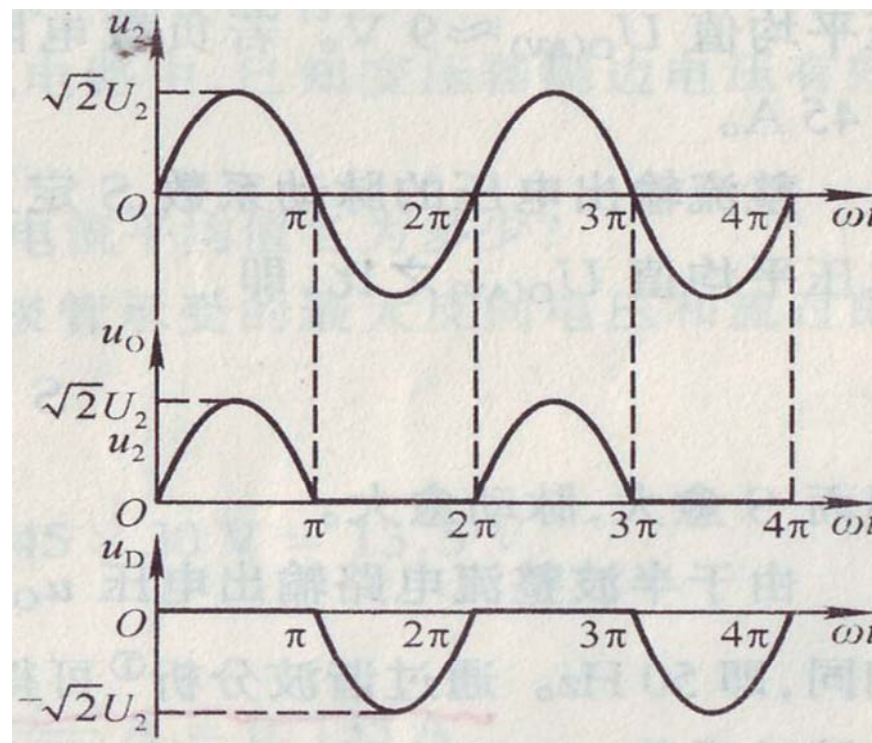
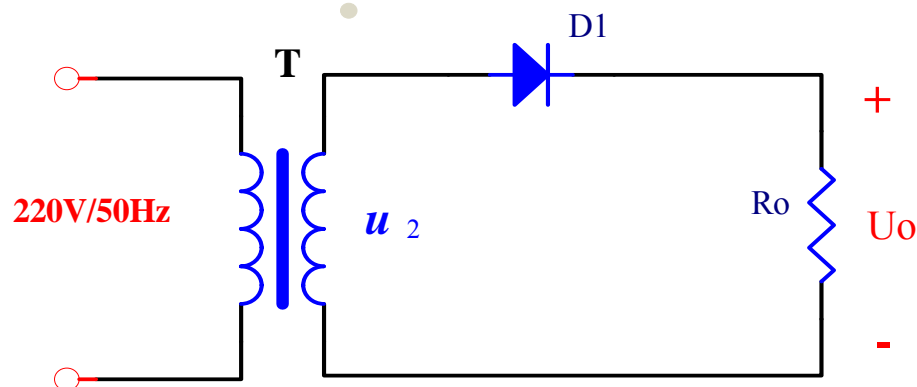
平均值:

$$0 \sim \pi: i_o = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_L} \sin \omega t$$

$$\pi \sim 2\pi: i_o = 0$$

$$\begin{aligned} I_{0(AV)} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\sqrt{2}U_2}{R_L} \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_L} \approx \frac{0.45U_2}{R_L} \end{aligned}$$

$$U_{0(AV)} = I_{0(AV)} R_L = 0.45U_2$$



1: 整流与滤波

有效值:

$$I_{0(rms)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R_L} \sin \omega t \right)^2 d\omega t} = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{U_2}{R_L}$$

$$U_{0(rms)} = \frac{\sqrt{2}}{2} U_2$$

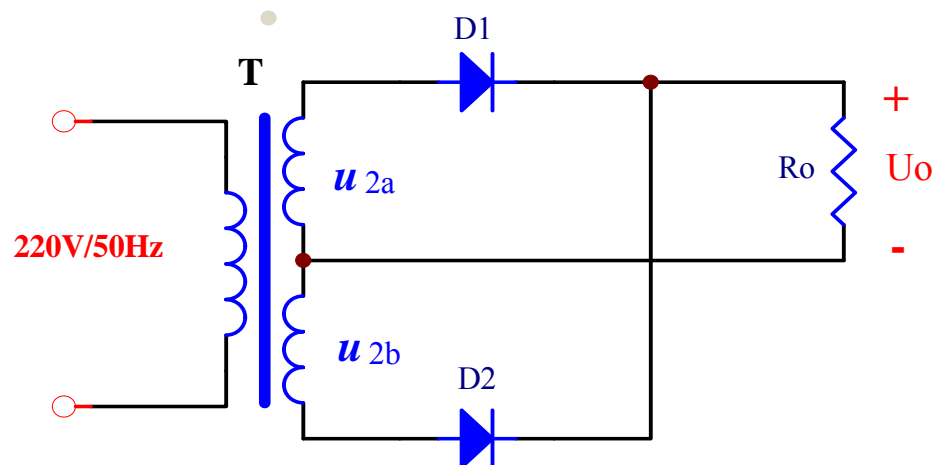
变压器:

变比: $n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{in}}{U_2} = \frac{\sqrt{2}U_{in}}{2U_0}$, 据此选择适当的N1、N2, 可以获得所需的输出电压。

1: 整流与滤波

1.4: 全波整流

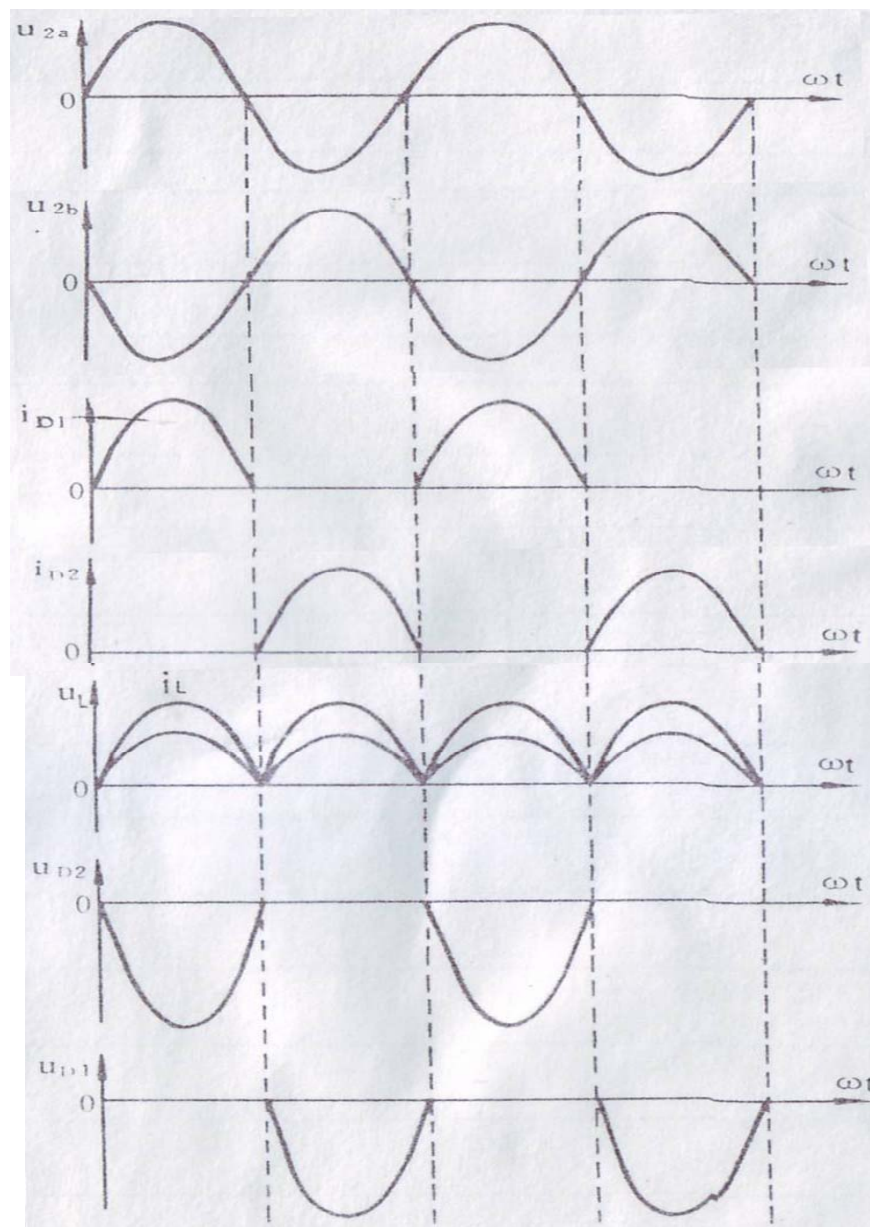
全波整流的电路图及波形见下图、右图



平均值:

$$0 \sim \pi: \quad i_o = \frac{\sqrt{2}U_{2a}}{R_L} \sin \omega t$$

$$\pi \sim 2\pi: \quad i_o = \frac{\sqrt{2}U_{2a}}{R_L} |\sin \omega t|$$



1: 整流与滤波

$$I_0 = 2 \times \frac{\sqrt{2}U_{2a}}{\pi R_L} \approx \frac{0.9U_{2a}}{R_L}$$

$$U_{0(AV)} = I_{0(AV)} R_L \approx 0.9U_{2a}$$

有效值:

$$I_{0(rms)} = \frac{U_{2a}}{R_L} \quad U_{0(rms)} = U_{2a}$$

变压器:

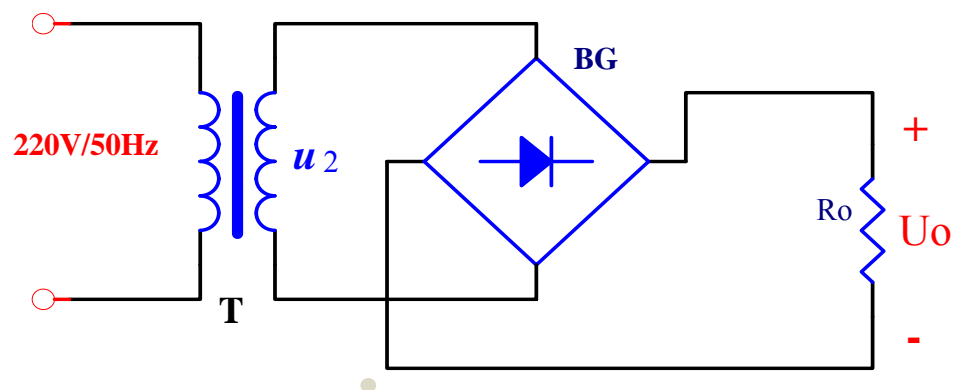
原边匝数为: N_1 , 副边匝数为: $N_{2a}=N_{2b}$ 。

变比: $n = \frac{N_1}{N_{2a}} = \frac{U_{in}}{U_{2a}} = \frac{U_{in}}{U_0}$, 据此选择适当的 N_1 、 N_{2a} (N_{2b}), 可以获得所需的输出电压。

1: 整流与滤波

1.5: 桥式整流

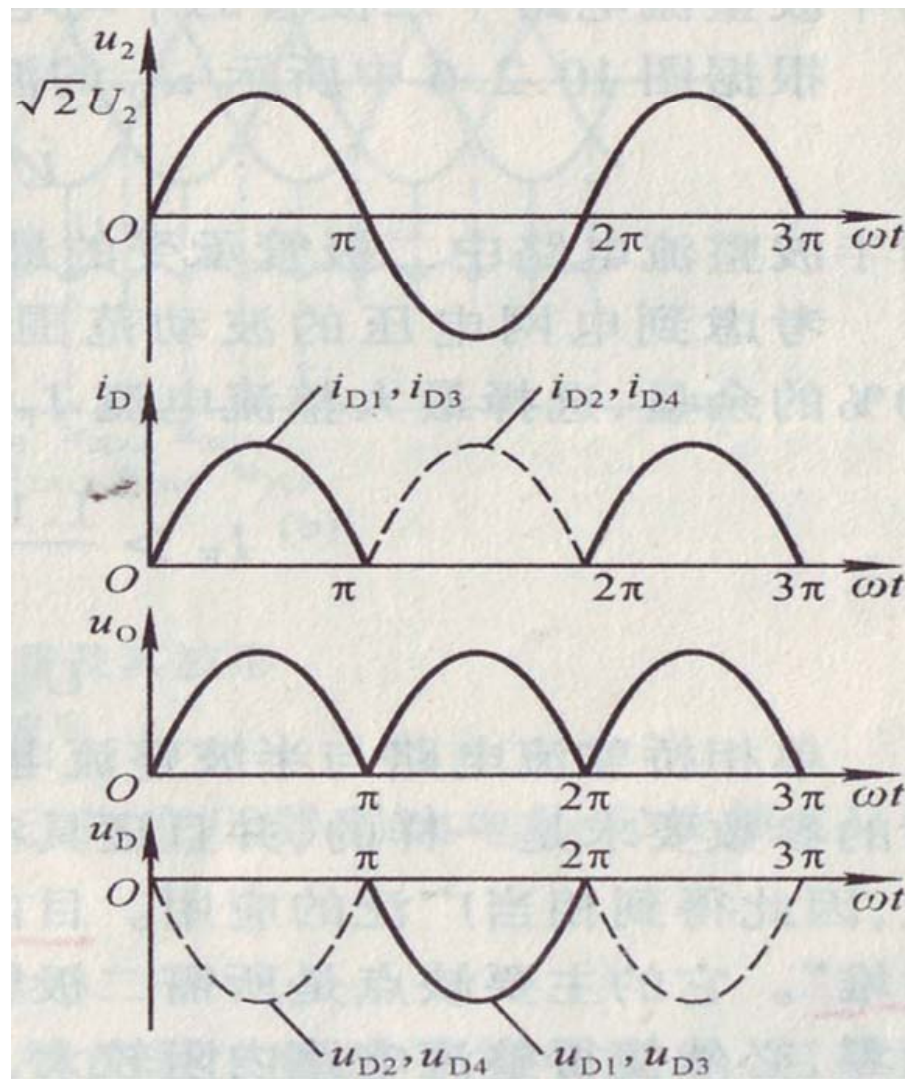
桥式整流的电路图及波形见下图和右图



平均值:

$$0 \sim \pi: i_o = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_L} \sin \omega t$$

$$\pi \sim 2\pi: i_o = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_L} |\sin \omega t|$$



1: 整流与滤波

$$I_0 = 2 \times \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi R_L} \approx \frac{0.9U_2}{R_L}$$

$$U_{0(AV)} = I_{0(AV)} R_L \approx 0.9U_2$$

有效值:

$$I_{0(rms)} = \frac{U_2}{R_L} \quad U_{0(rms)} = U_2$$

变压器:

原边匝数为: N_1 , 副边匝数为: N_2 。

变比: $n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{in}}{U_2} = \frac{U_{in}}{U_0}$, 据此选择适当的 N_1 、 N_2 可以获得所需的输出电压。

1: 整流与滤波

1.6: 电容滤波

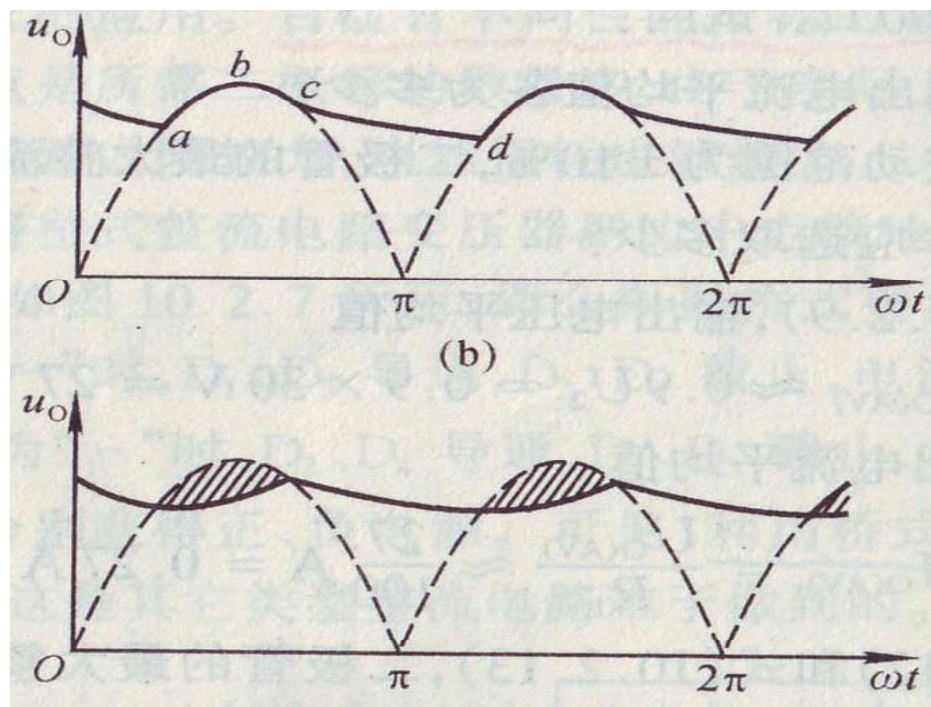
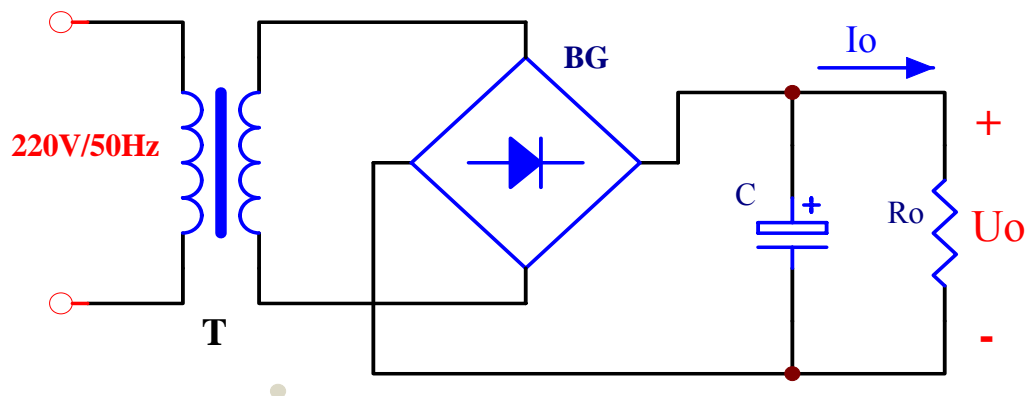
电容滤波电路图及波形见右图

滤波原理:

a~b: $u_2 = u_c = u_0$, 电容C按正弦波进行充电。

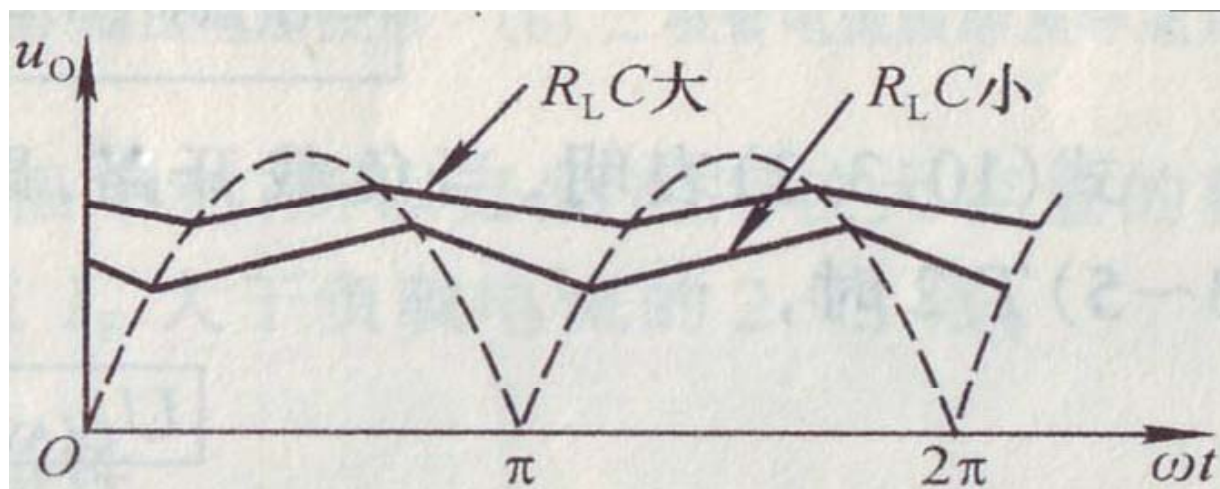
b~c: $u_2 \approx u_c = u_0$, 电容C按指数曲线进行放电, 但 u_2 的正弦波基本重和。

c~d: $u_2 < u_c = u_0$, 电容C继续按指数曲线进行放电, u_2 继续按正弦波下降。



1: 整流与滤波

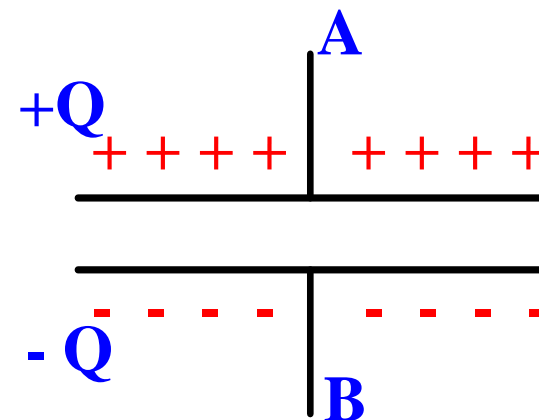
R_L 与 C 对滤波的影响见右图



电容基本知识:

定义: $C = \frac{Q}{U_{ab}}$ (静态), $C = \frac{\Delta Q}{\Delta U_{ab}}$ (动态)

基本方程: $i(t) = C \frac{du_{ab}(t)}{dt}$, 能量方程: $W_C = \frac{1}{2} C U_{ab}^2$



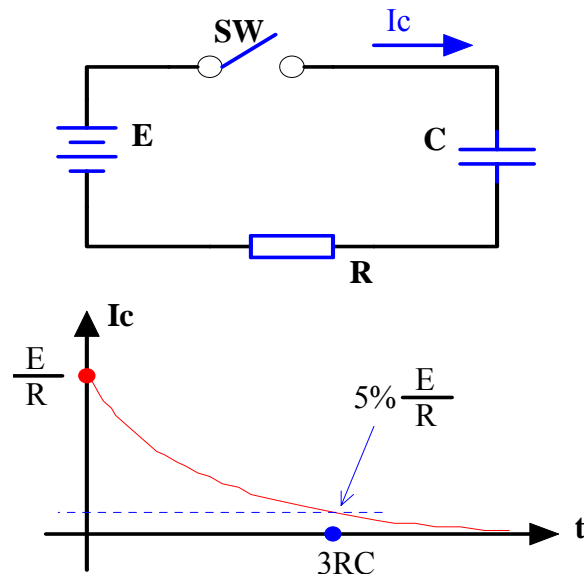
1: 整流与滤波

电容充电: $u_C(t) = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$

$$i(t) = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

其中 $\tau = RC$ 为时间常数

$$\text{电流初始值 } I_0 = \frac{E}{R}$$

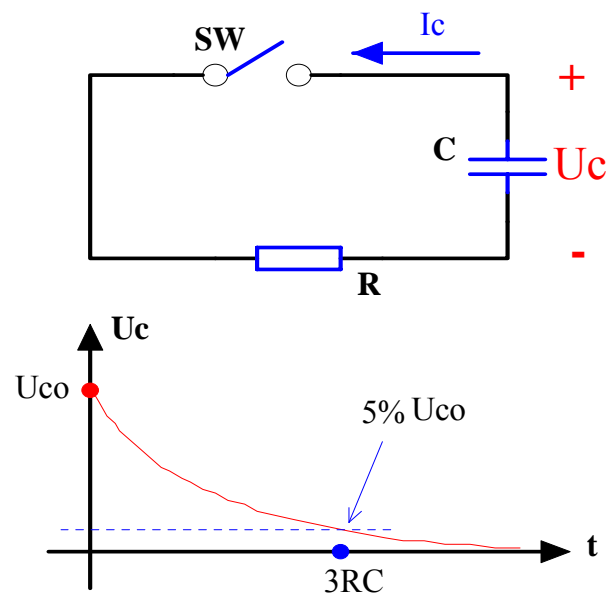


电容放电: $u_C(t) = U_{C0} e^{-\frac{t}{\tau}}$

$$i(t) = -I_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

其中 $\tau = RC$ 为时间常数

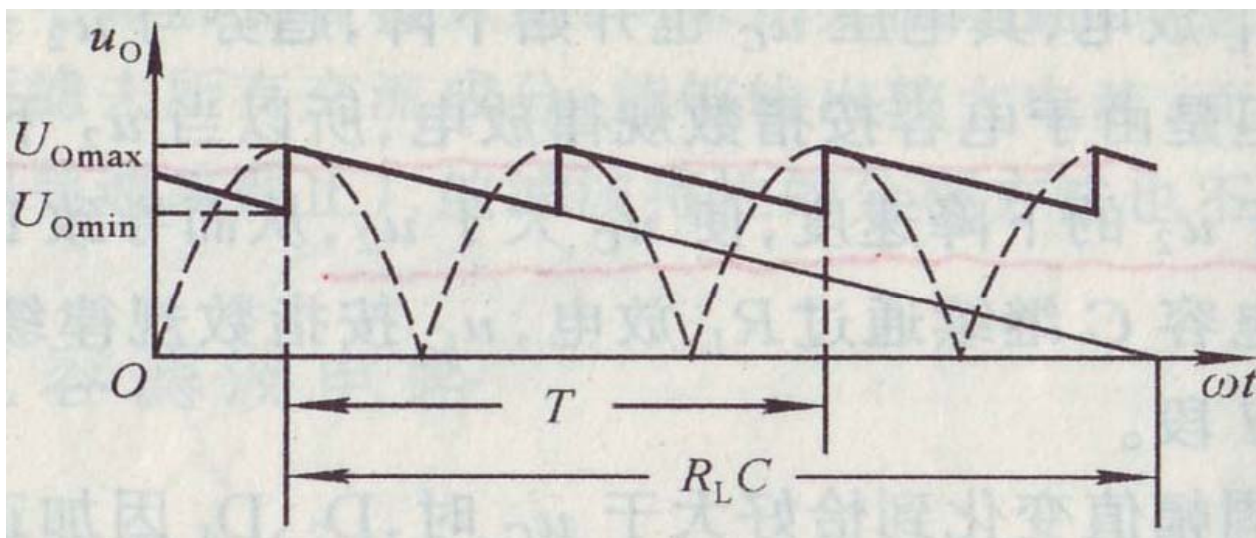
$$\text{电流初始值 } I_0 = \frac{U_{C0}}{R}$$



1: 整流与滤波

输出电压:

将滤波后的电压波形线性化处理，可得到如下的近似波形：

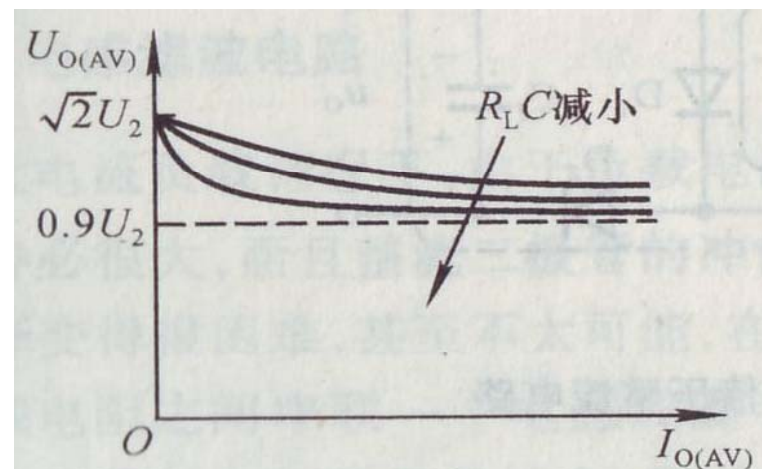


依据相似三角形的关系，
$$\frac{U_{0max} - U_{0min}}{U_{0max}} = \frac{T/2}{R_L C}$$

$$\text{而 } U_{0av} = \frac{U_{0max} + U_{0min}}{2} = U_{0max} - \frac{U_{0max} - U_{0min}}{2}$$

$$\text{故 } U_{0av} = \sqrt{2}U_2 \left(1 - \frac{T}{4R_L C}\right)$$

$$\text{当取 } R_L C \geq 5 \frac{T}{2} \text{ 时, } U_{0av} \approx 1.15 \sim 1.2U_2$$



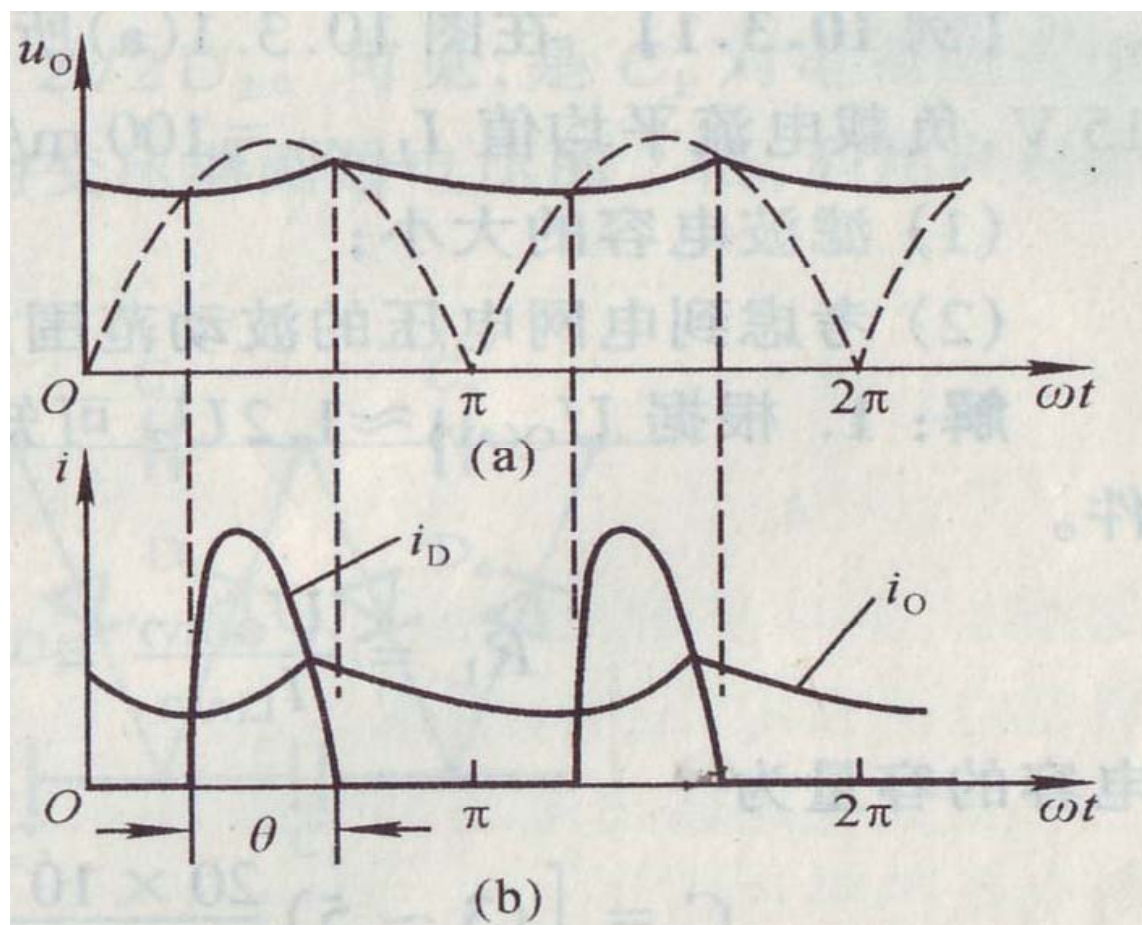
1: 整流与滤波

整流二极管:

电容滤波电路中整流二极管的电流及导通角见右下图:

其中 i_D 为整流二极管的
电流导通时的电流。

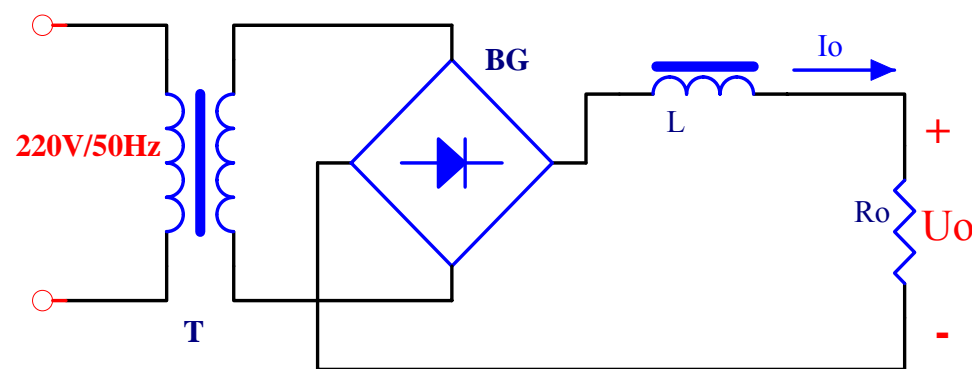
其中 i_o 为负载中的电流。



1: 整流与滤波

1.7: 电感滤波

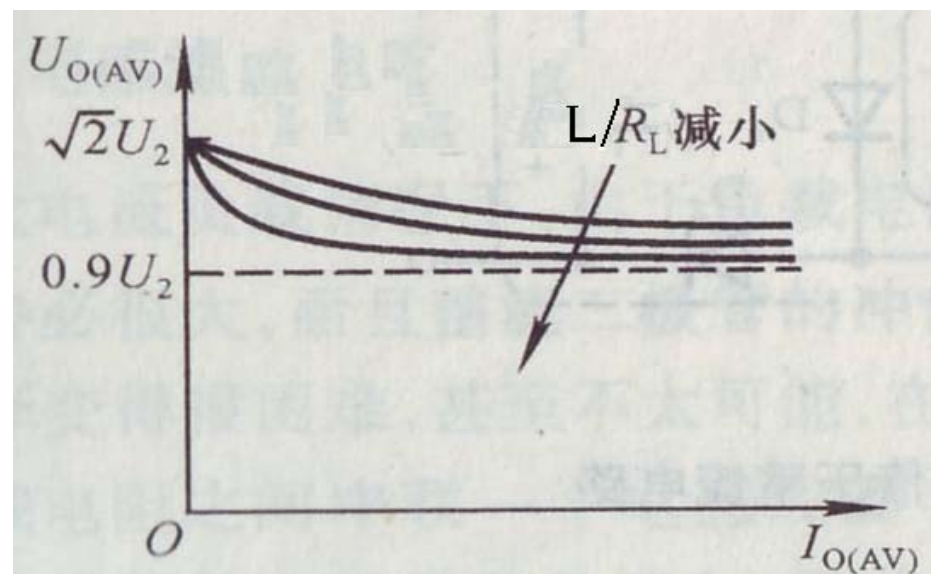
在大电流负载时，如果用电容滤波，则电容容量要很大，且整流管的冲击电流也非常大，在这情况下，整流后串入一个工频电感进行滤波就能很好解决这些问题，电感滤波的电路及外特性波形见右下图：



从能量的角度看，电感滤波与电容滤波的效果是一样的，故电感滤波外特性曲线与电容滤波外特性曲线相似，见右图。

电感滤波的定量分析比较复杂，可借用电容滤波的分析结果：

当取 $\frac{L}{R_L} \geq 5\frac{T}{2}$ 时， $U_{0av} \geq 1.0U_2$



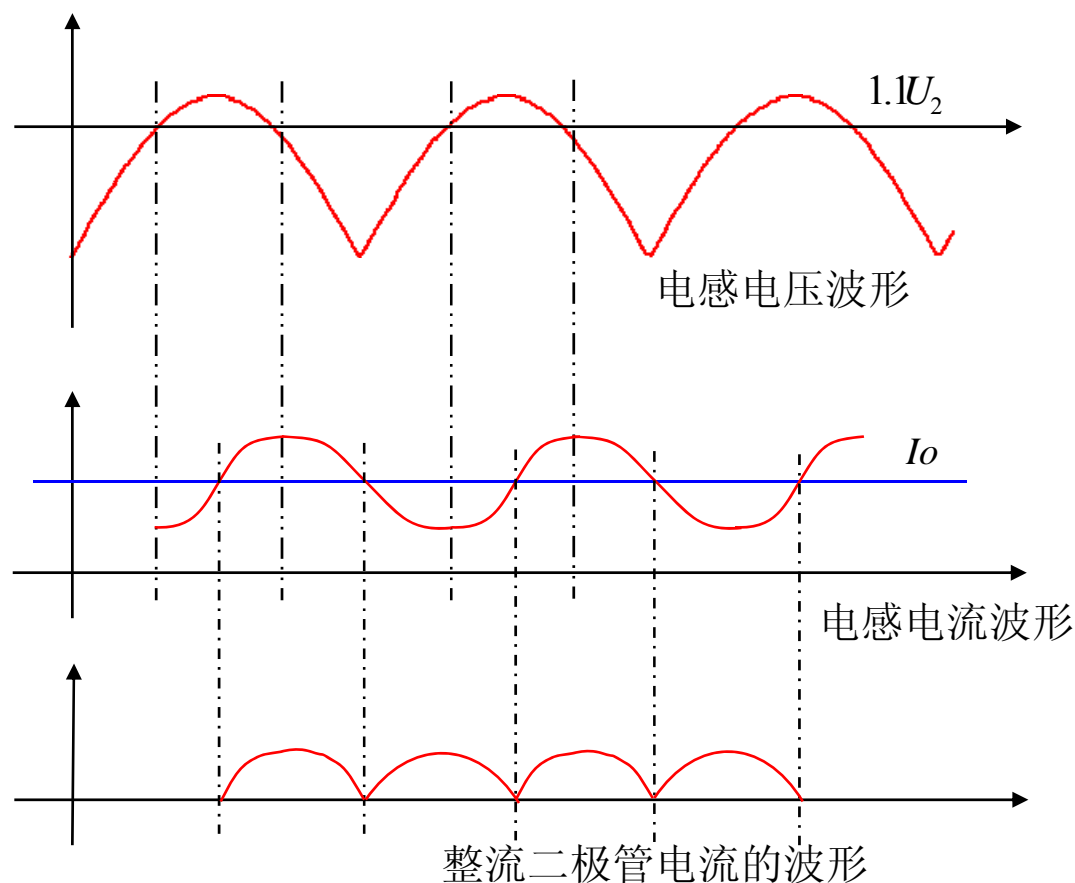
1: 整流与滤波

采用电感滤波，电感的端电压、电流的波形及整流二极管的导通角见右图，因电感与整流二极管的串联，故整流二极管的导通角可以达到 180° 。所以，在谐波要求不高的场合，我们可以用电感滤波来达到PFC方面的要求。

电感基本概念：

定义： $L = \frac{\psi}{I}$ （静态）， $L = \frac{\Delta\psi}{\Delta I}$ （动态）

基本方程： $u_L = L \frac{di(t)}{dt}$ ， 能量方程： $W_L = \frac{1}{2} LI^2$



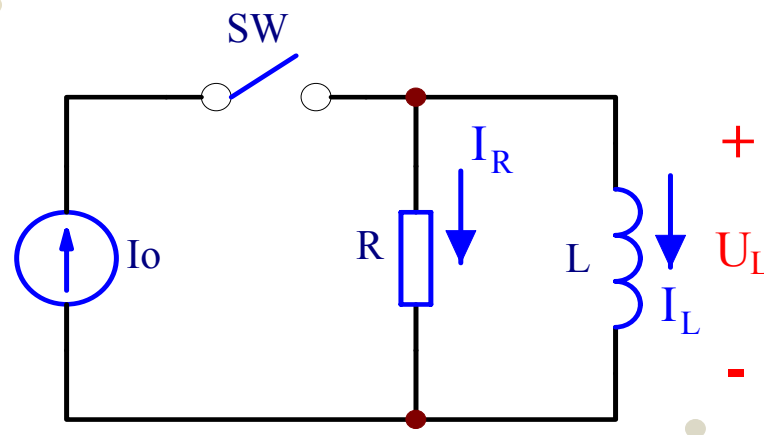
1: 整流与滤波

电感存储能量:

开关闭合后: $i_R(t) + i_L(t) = I_0$

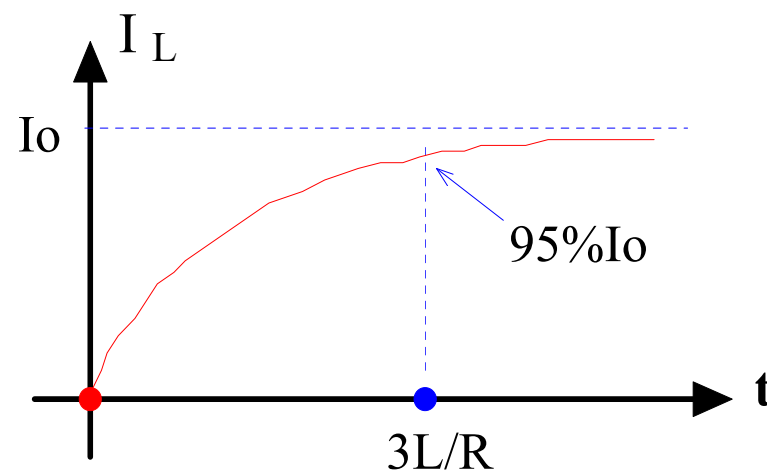
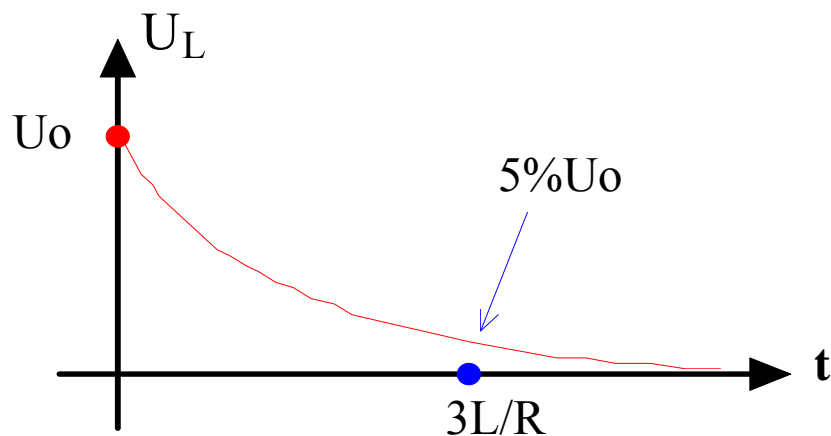
$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$u_L(t) = i_R(t)R$$



依据初始条件, 解得: $i_L(t) = I_0(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$, $u_L(t) = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$

其中 $\tau = \frac{L}{R}$ 为时间常数, 初始电压 $U_0 = RI_0$ 。



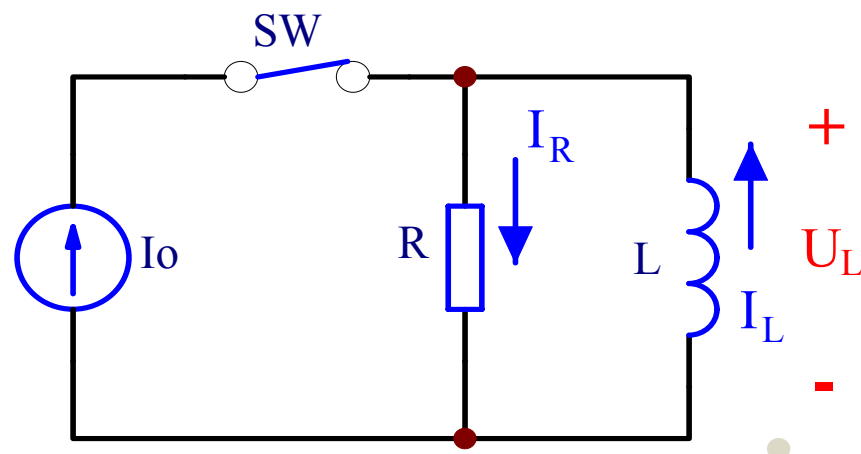
1: 整流与滤波

电感释放能量:

开关断开后: $i_R(t) = i_L(t)$

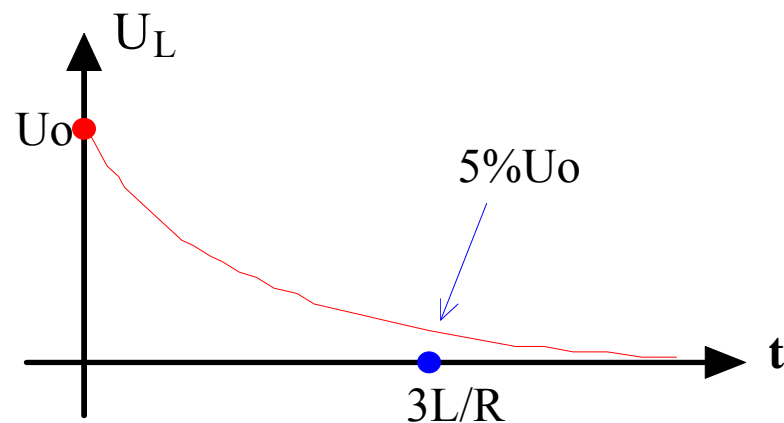
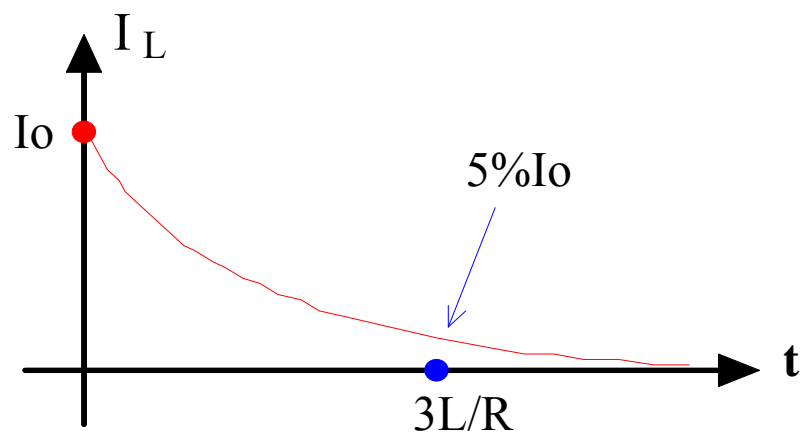
$$u_L(t) = -L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$u_L(t) = i_R(t)R$$



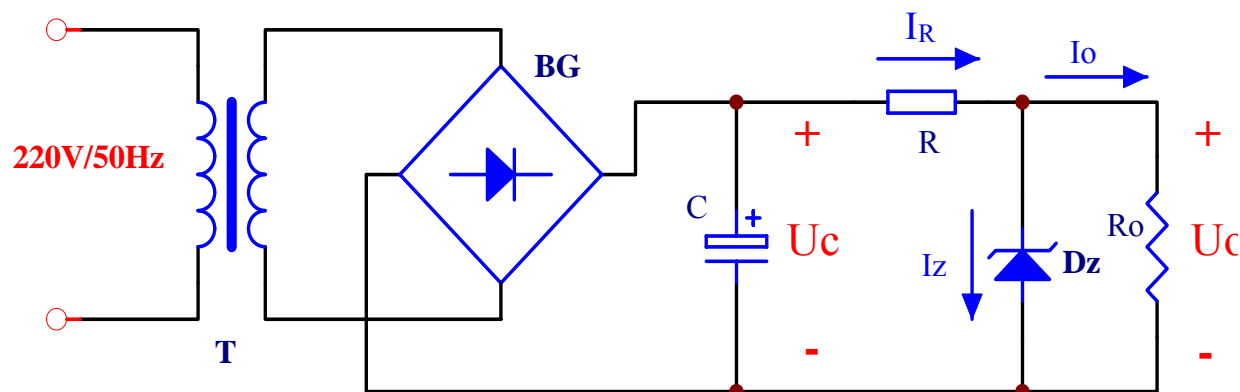
依据初始条件, 解得: $i_L(t) = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$, $u_L(t) = -U_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$

其中 $\tau = \frac{L}{R}$ 为时间常数, 初始电压 $U_0 = RI_0$ 。



2. 并联稳压电路

2.1: 稳压管稳压电路:



基本方程: $U_C = U_R + U_O$, $I_R = I_Z + I_O$ 。

稳压二极管关键参数:

稳定电压 U_Z :

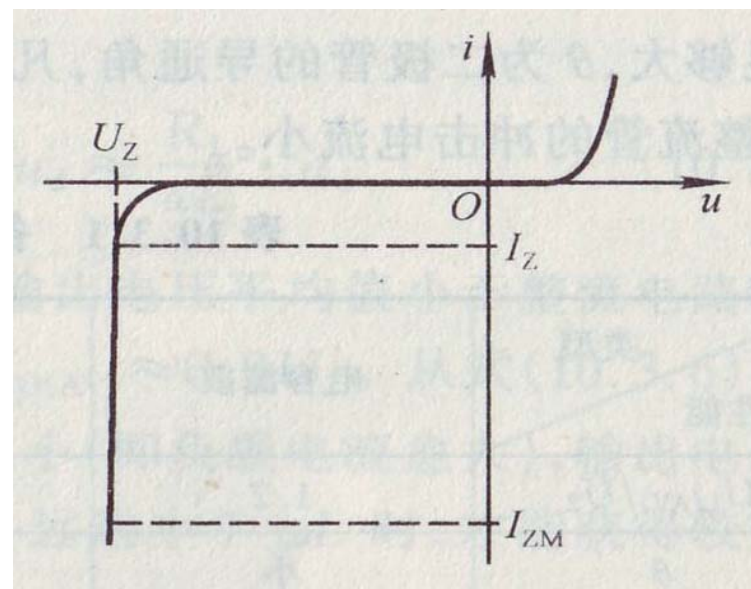
稳定电流 I_Z :

最大稳定电流 I_{Zmax} :

最小稳定电流 I_{Zmin} :

动态电阻 r_Z :

温度系数 α :



2. 并联稳压电路

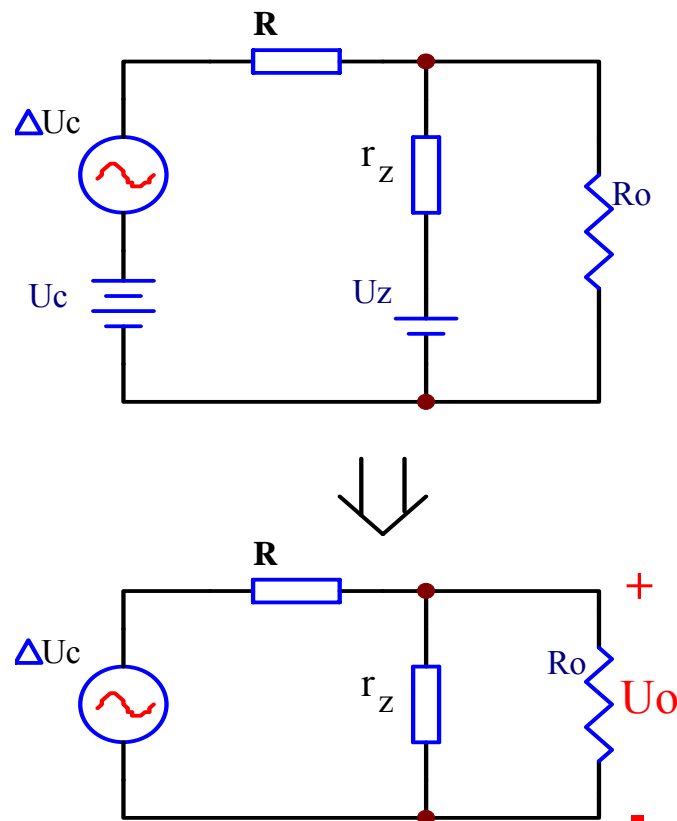
等效电路一：

稳压系数：负载恒定，输出电压 U_o 相对变化量与输入电压 U_{in} 相对变化量的比值。

$$\frac{\Delta U_o}{\Delta U_{in}} = \frac{r_z // R_o}{R + r_z // R_o} \approx \frac{r_z}{R + r_z} \quad (R_L \gg r_z)$$

$$\text{故稳压系数 } S_r = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_{in}} \frac{U_{in}}{U_o} = \frac{r_z}{R + r_z} \frac{U_{in}}{U_o}$$

稳压过程之一： U_c 上升所致 $U_o \uparrow \rightarrow I_z \uparrow \rightarrow I_R \uparrow \rightarrow U_R \uparrow \rightarrow U_o \downarrow$ ，削减了 U_o 的上升幅度。

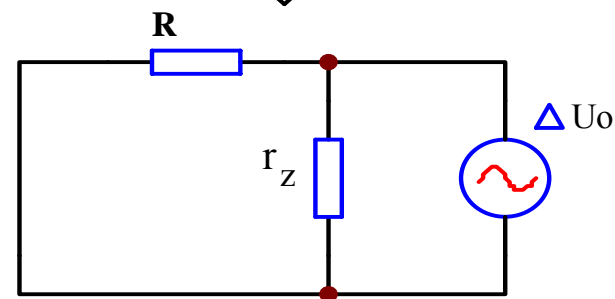
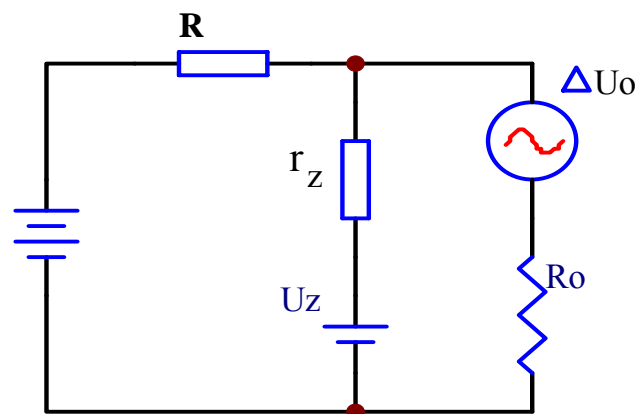


2. 并联稳压电路

等效电路二：

输出电阻：输入电压恒定，输出电压 U_o 的变化量与输出电流 I_o 的变化量比值。

故输出电阻 $r_o = R_o // r_z \approx r_z (R \gg r_z)$



稳压过程之二： R_o 减小所致 $U_o \downarrow \rightarrow I_z \downarrow \rightarrow I_R \downarrow \rightarrow U_R \downarrow \rightarrow U_o \uparrow$ ，削减了 U_o 的下降幅度。

2: 并联稳压电路

参数选取: 输入电压 U_{in} : $U_{in} = (2 \sim 3)U_o$

稳压管的选择: $U_Z = U_o$

$$I_{Z\max} - I_{Z\min} > 1.5(I_{O\max} - I_{O\min})$$

电阻 R 的选择:

$$\text{由 } \frac{U_{in\min} - U_o}{R_{\max}} - I_{O\max} \geq I_{Z\min} \text{ 求得: } R_{\max} \leq \frac{U_{in\min} - U_o}{I_{Z\min} + I_{O\max}}$$

$$\text{由 } \frac{U_{in\max} - U_o}{R_{\min}} - I_{O\min} \leq I_{Z\max} \text{ 求得: } R_{\min} \geq \frac{U_{in\max} - U_o}{I_{Z\max} + I_{O\min}}$$

$U_Z=5V$ 时的温度系数大约是0.03, $U_Z=10V$ 时的温度系数大约是0.07, $U_Z=20V$ 的温度系数更高, 达到0.9, 所以, 如对温度系数有较高的要求, 需要高压稳压管可用几个低压稳压管串联。

2: 并联稳压电路

实际例子: $U_{in}=12\sim 18V$, $I_o=10\sim 20mA$, $U_o=6V$ 。

稳压管选: MMBZ5233B。

$V_z=6V$, $I_z=20mA$, $I_{zmax}=58mA$, $I_z=1mA$,
 $r_z=7\Omega$, $\alpha=0.038\%$ 。

电阻R选: $R_{max} \leq \frac{U_{inmin} - U_o}{I_{zmin} + I_{omax}} = 285\Omega$, $R_{min} \geq \frac{U_{inmax} - U_o}{I_{zmax} + I_{omin}} = 200\Omega$

取 $R=270\Omega$ 。

当 $U_{in}=15V$ 时, I_z 在 $13\sim 23mA$ 范围内, 损耗功率在 $78\sim 138mW$ 范围内。

稳压系数: $S_r=0.077$ 。

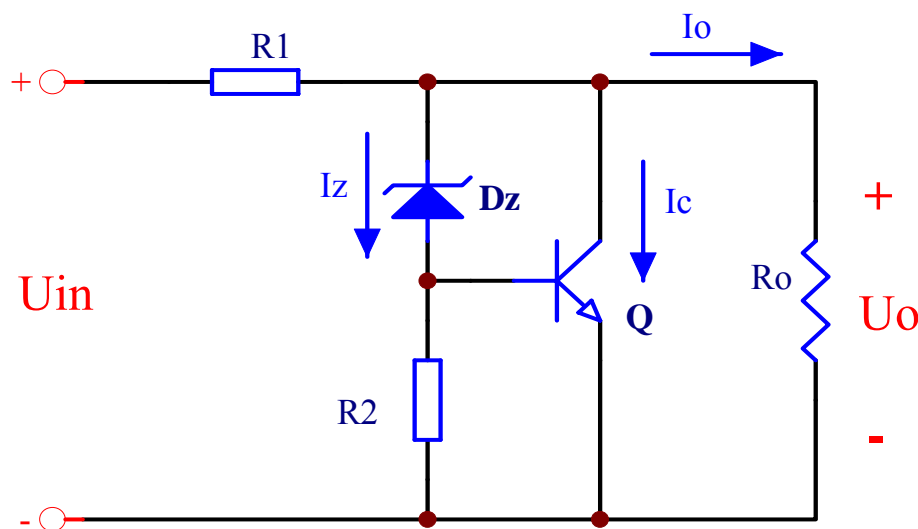
输出电阻: $r_o=6.7\Omega$ 。

2. 并联稳压电路

2.2: 并联稳压电路:

二极管稳压电路的根本性缺欠是：稳压二极管的功率比较小，即 I_Z 比较小且 $I_{Zmin} \sim I_{Zmax}$ 范围比较小，只能适应 I_O 比较小且 I_O 变化比较小的场合，另外 r_Z 也较大，影响了动态的稳压精度。

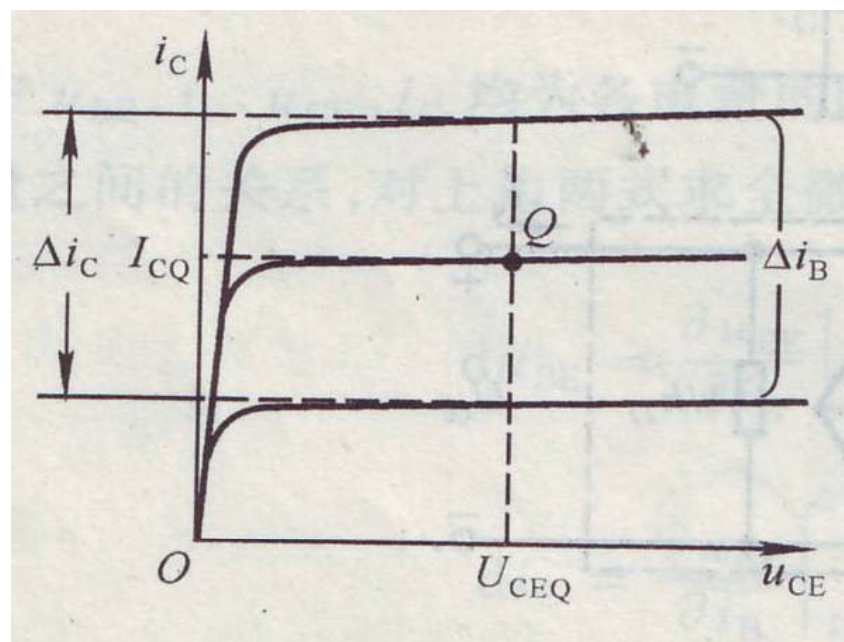
并联稳压电路图见下图：



- 一：从图中可以看出，稳压管 D_Z 、三极管 Q 和电阻 R_2 组成扩流电路，扩大了电流的调控范围，可以达到 $0.5A$ 以上。
- 二：三极管 Q 的静态工作点的设定是并联稳压电路的关键点，必须。

2. 并联稳压电路

三：当三极管 Q 处于放大状态时，从其输出特性曲线上可以看出，三极管放大区的曲线都很平，故c-e间的动态电阻 r_{ce} 是很小的，大多数三极管的动态电阻 r_{ce} 都能达到 10^{-4} ，即 r_{ce} 为毫欧级。



四：因效率等方面的因素，并联稳压电路很少使用，特别是输出电流较大的场合。

2: 并联稳压电路

2.3: 并联集成稳压电路:

二极管稳压电路的另一个根本性缺欠是：稳压二极管的 U_z 离散性大、 r_z 较大、温度系数 α 较大，因此开发了集成型的并联稳压电路，解决了这两个方面的问题。

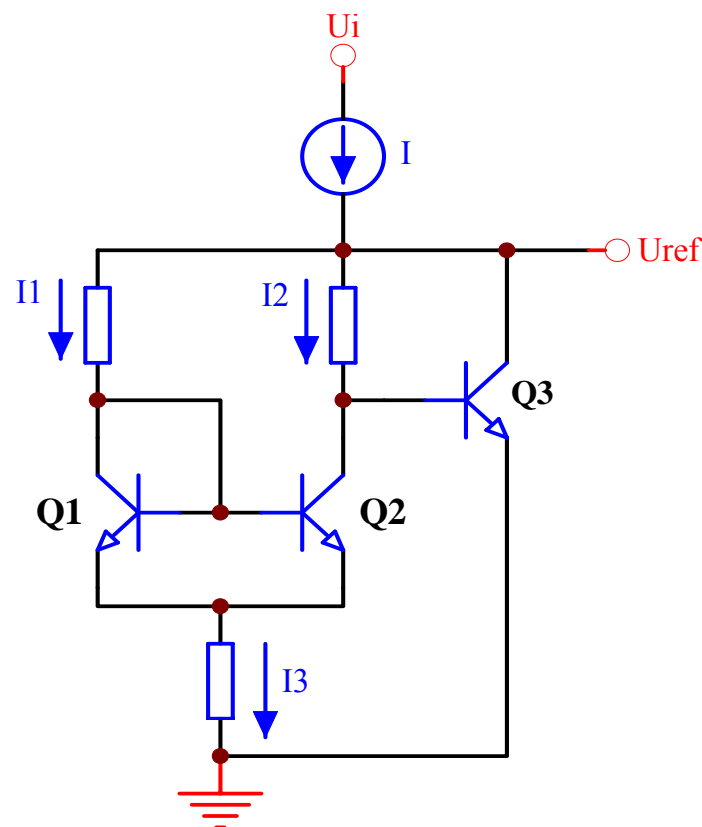
基准电压电路:

稳压机理有齐纳或雪崩击穿稳压
改为半导体材料的能带间隙稳压。

推出:

$$U_{ref} = U_{go} + \alpha T + \frac{R_2}{R_3} U_T \ln \frac{R_2}{R_1}$$

其中 α 为 U_{BE3} 的温度系数，为负值。



2. 并联稳压电路

$U_T = \frac{k}{q}T$: k 为玻耳兹曼常数, q 为电子的电量, 均与温度无关, 故 U_T 与温度成正比例。

通过调节 R_1 、 R_2 、 R_3 , 可使:
$$\alpha T = \frac{R_2}{R_3} U_T \ln \frac{R_2}{R_1}$$

故: $U_{ref} = U_{go}$

E_{go} 为热力学零度时破坏Si晶体共价键所需的能量, 又称禁带宽度, 为1.205eV。

$U_{go} = E_{go}/q = 1.205V$, 禁带宽度电压值, 简称为能带间隙电压。

显然, U_{go} 与温度完全无关, 所以, U_{ref} 的准确度高、一致性好, 温度系数低。

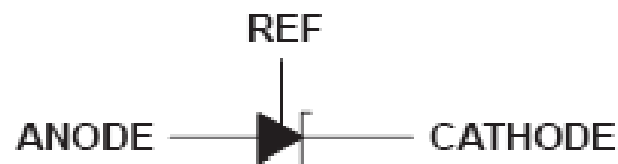
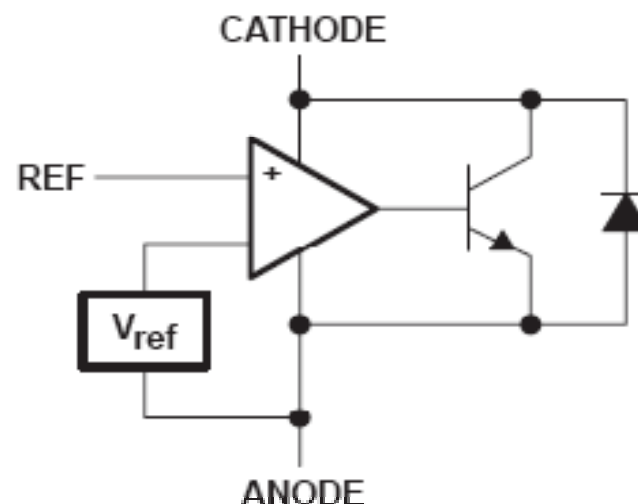
2: 并联稳压电路

TL431:

从TL431的原理框图上可以看出，TL431就是一个集成的并联稳压电路，其中2.5V的基准是能带隙稳压基准基准源，输出端是处于放大状态的三极管。

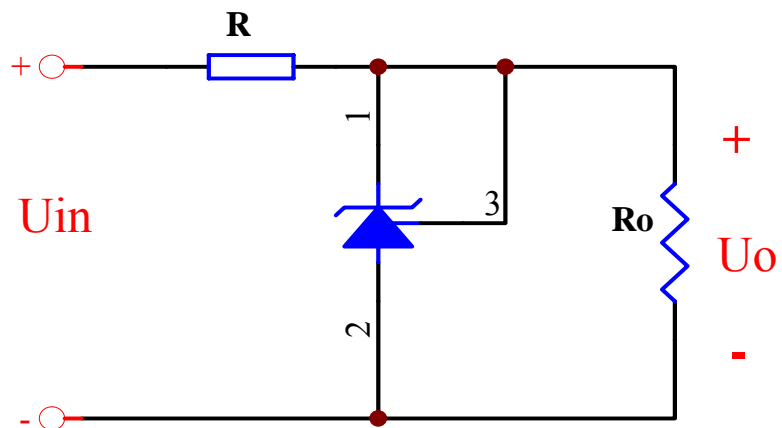
主要参数:

- U_{KA} : 2.5~36V
- I_{KA} : 1~100mA
- U_{ref} : 2.5V
- I_R : <4 μ A
- Z_{KA} : <0.5 Ω
- U_o : 2.5~35V

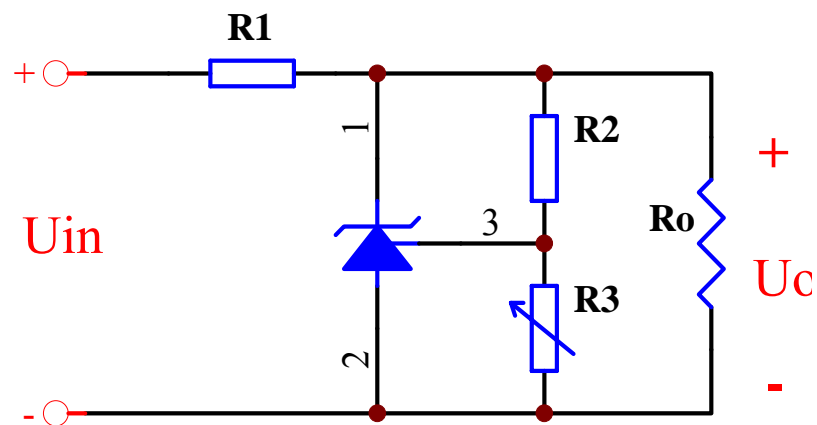


2: 并联稳压电路

TL431应用之一:



TL431应用之二:



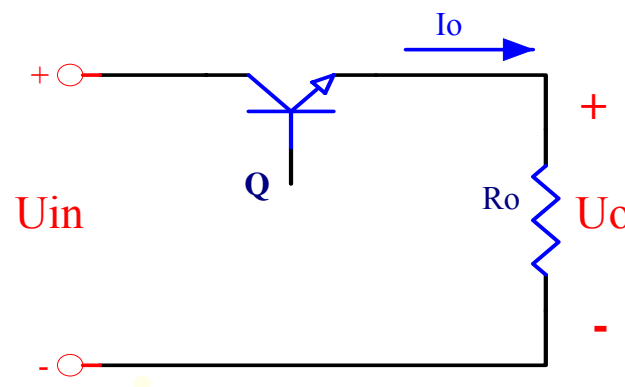
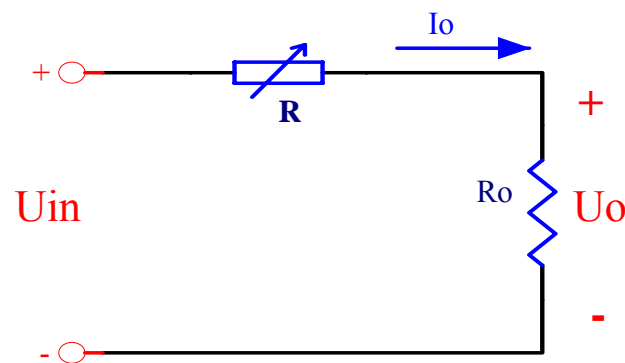
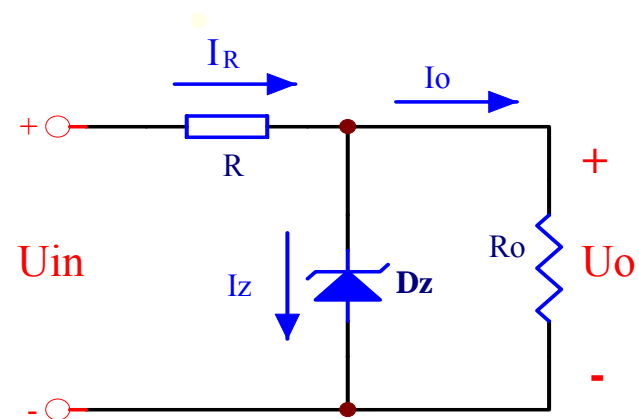
3: 串联稳压电路

3.1: 串联稳压原理:

并联稳压的实质是：电阻 R 不变，通过调节电阻 R 中电流 I_R 的大小，确保输出电压 U_O 稳定。

串联稳压的思路是：通过调控电阻 R 的大小，而不改变其电流 I_R 的大小，确保输出电压 U_O 稳定。

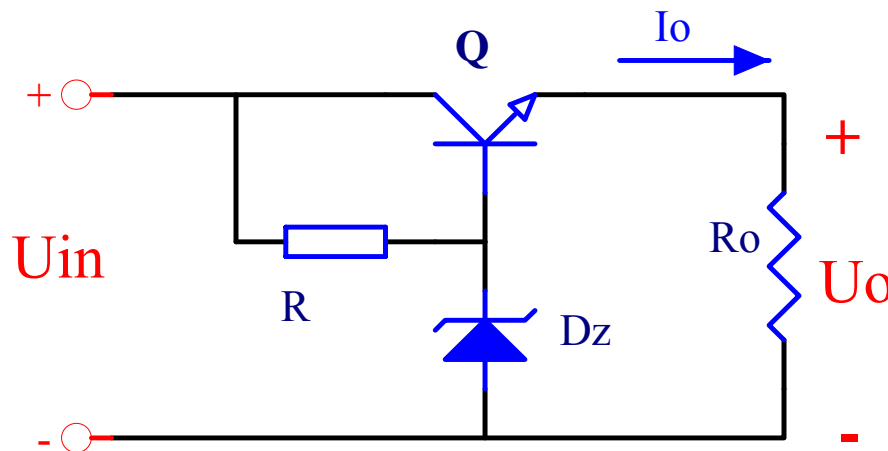
对于可控变的电阻 R ，我们可以利用三极管的 r_{ce} 受基极电流 I_B 控制的特点，用三极管 Q 来承担，只要能根据输出电压 U_O 的变化反馈（负反馈）一个基极电流 I_B 的变化，就能稳定输出电压 U_O 。



3. 串联稳压电路

3.2: 串联稳压电路:

能够实现串联稳压功能的电路见右图。



稳压过程之一： U_{in} 上升所致 $U_o \uparrow \rightarrow U_{D_Z} \uparrow \rightarrow I_Z \uparrow \rightarrow I_B \uparrow \rightarrow R_{ce} \uparrow \rightarrow U_R \uparrow \rightarrow U_o \downarrow$ ，削减了 U_o 的上升幅度。

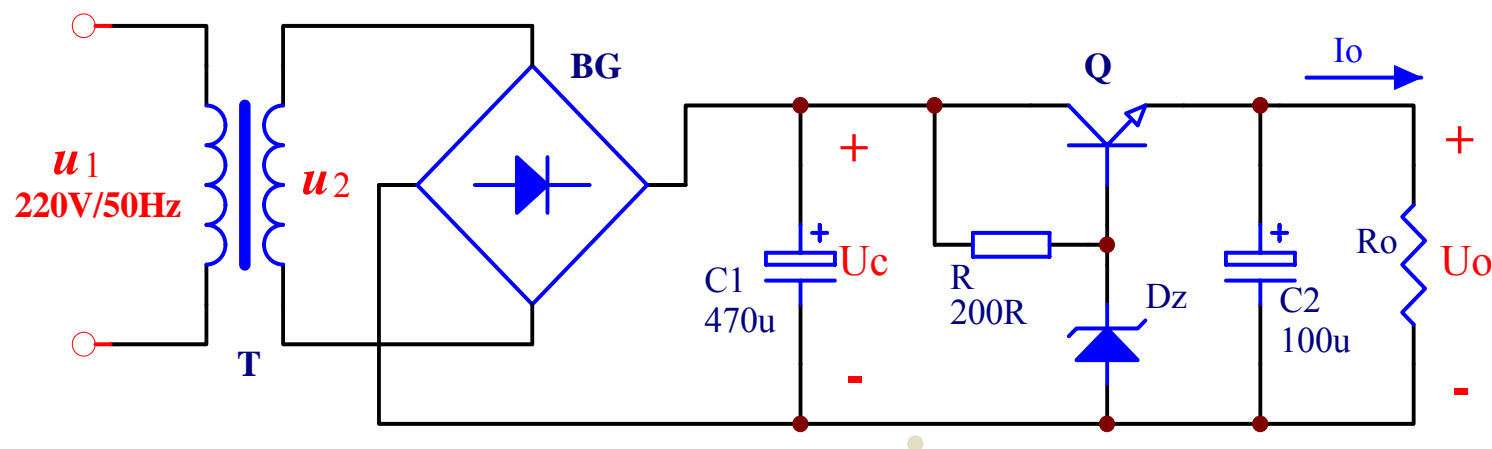
稳压过程之二： R_o 减小所致 $U_o \downarrow \rightarrow U_{D_Z} \downarrow \rightarrow I_Z \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow R_{ce} \downarrow \rightarrow U_R \downarrow \rightarrow U_o \uparrow$ ，削减了 U_o 的下降幅度。

$$\text{稳压系数: } S_r = \frac{r_z}{R} \frac{U_{in}}{U_o}$$

$$\text{输出电阻: } r_o = \frac{r_z + r_{be}}{\beta}$$

3: 串联稳压电路

相对完整的串联稳压电路的见下图。



通过工频变压器 T 、整流桥 BG 、电解电容 $C1$ ，获得有一点点波动的直流电压 U_c ，三极管 Q 、电阻 R 、稳压二极管 Dz 完成串联稳压，使输出电压 U_c 恒定，电解电容 $C2$ 进一步滤掉输出电压 U_c 上的纹波。

3: 串联稳压电路

3.3: 串联稳压电路实例:

$U_o=6V$, $I_o=50mA$, $u_1=220V \pm 15\%$ 。

调整管Q在 U_{cmin} 时不能处于饱和状态, 既 $U_{cmin}-U_o \geq V_{ces}$, 取 $V_{ces}=2.5V$, 则 $U_{cmin}=8.5V$ 。

根据P14电容滤波的结论, 在 $U_{cmin}=8.5V$ 时, $u_2=7.4V$, 外加整流桥上的两个二极管的管压降 $2.2V$, 取 $u_2=9.6V$, 故工频变压器按匝比 $19:1$, $5W$ 来选取。

在 $u_{2max}=253V$ 时, 整流桥上的二极管所承受的反向电压最大, 达到 $358V$, 外加40%的降额, 整流桥BG选用DF-S封装的DF06S ($V_{RRM}=600V$, $I_o=1A$, $V_F=1.1V$), 电压、电流都有充足余量。

调整管Q的c-e间最大电压 $\leq 16.8V$, 外加一些振荡尖峰及40%的降额, 调整管Q的 $I_{cmax}=50mA$, 故选用SOT-89封装的FCX619 ($V_{ceo}=50V$, $I_c=2.75A$, $P_{tot}=2W$) 做调整管, 可见电压、电流都能满足。

3: 串联稳压电路

在 $u_{2\max}=253\text{V}$ 时，调整管Q的功率 $P_{\max}\approx 0.53\text{W}$ ，故FCX619的 $P_{\text{tot}}=2\text{W}$ 是有充足余量的。但要注意： $P_{\text{tot}}=2\text{W}$ 的条件是PCB板不能小于 $40\times 40\times 0.8$ 。

稳压管选用SOT-23封装的MMBZ5235B（ $V_Z=6.8\text{V}$ ， $I_{Z\max}=50\text{mA}$ ， $P_d=350\text{mW}$ ）。

在 $I_o=0$ ， $u_{2\max}=253\text{V}$ 时，稳压管中的 $I_Z\leq 50\text{mA}$ ，故 $R\geq 220\Omega$ 。

在 $I_o=50\text{mA}$ ， $u_{2\min}=187\text{V}$ 时，要保证稳压管Dz电流 $I_Z\geq 1.5\text{mA}$ ，调整管Q的基极电流 $I_b\geq 0.25\text{mA}$ （因调整管的 $h_{FE}\geq 200$ ， $I_C=10\sim 200\text{mA}$ ），故 $R\leq 1\text{k}$ 。

先选定 $R=470\Omega$ 。额定输入时稳压管中的 $I_Z\approx 9.5\text{mA}$ 。

$U_o=U_Z-V_{be}$ ，要想获得6V的输出电压，必须针对 V_{be} 调节 U_Z ， U_Z 会随同 I_Z 的增加而上升，在R的许可范围内，改变R的阻值，适当调节 I_Z 的大小，微调 U_Z ，使 $U_o=6\text{V}$ 。

3: 串联稳压电路

根据P14电容滤波所述，输入电容**C1**越大， U_c 越高， $u_{2min}=187V$ 时的 U_{cmin} 也越高，对保证稳压管**Dz**电流 I_z 在稳压工作范围有利。

U_c 越高，调整管**Q**的功率损耗也越大，效率也就越低。

所以，在保证调整管**Q**处于线性放大区、稳压管**Dz**处于稳压工作区的条件下，输入电容**C1**要尽量小。

据此估算，输入电容 $C1 \geq 330\mu F$ ，在考虑容量偏差、温度变化等因素之后，输入电容**C1**选用 $470\mu F/35V$ 的电解电容。

输出电容**C2**主要作用是滤波，与输出纹波、保持时间等要求有关，但不是越大越好，因为输出电容**C2**越大，输出的脉冲特性越差。
在此，先选用 $100\mu F/16V$ 的电解电容。

如对高频干扰噪声有更为严格的要求，可在输出电容**C2**上并联贴片的陶瓷电容，如0805的 $0.1 \sim 1\mu/10V$ 的电容。

3: 串联稳压电路

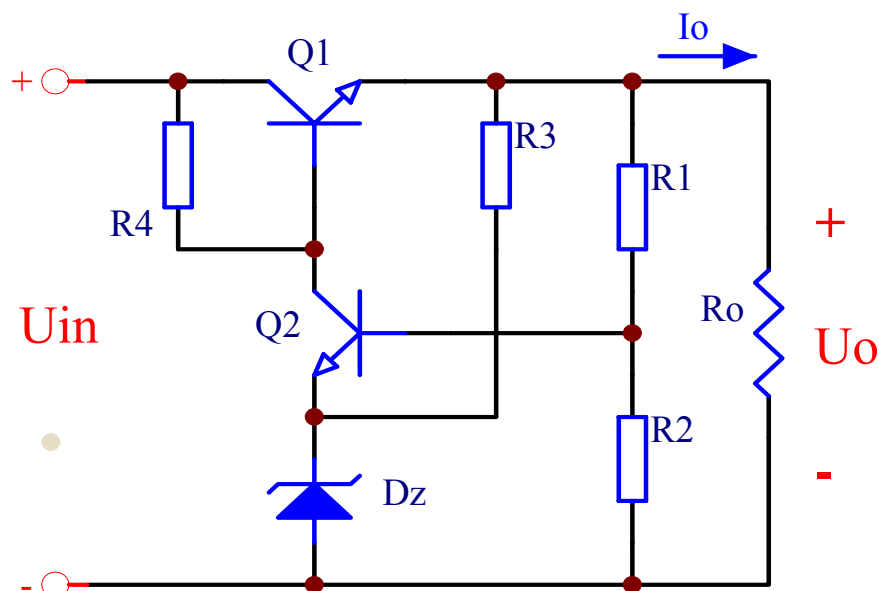
3.4: 具有放大环节的串联稳压电路:

$$\text{稳压系数: } Sr = \frac{1}{nK_2} \frac{U_{in}}{U_o}$$

$$\text{其中: } n = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad K_2 = \frac{R_4}{r_z} \beta_2。$$

(电压放大倍数)

$$\text{输出电阻: } r_o = \frac{R_4 + r_{be1}}{nK_2\beta_1}$$



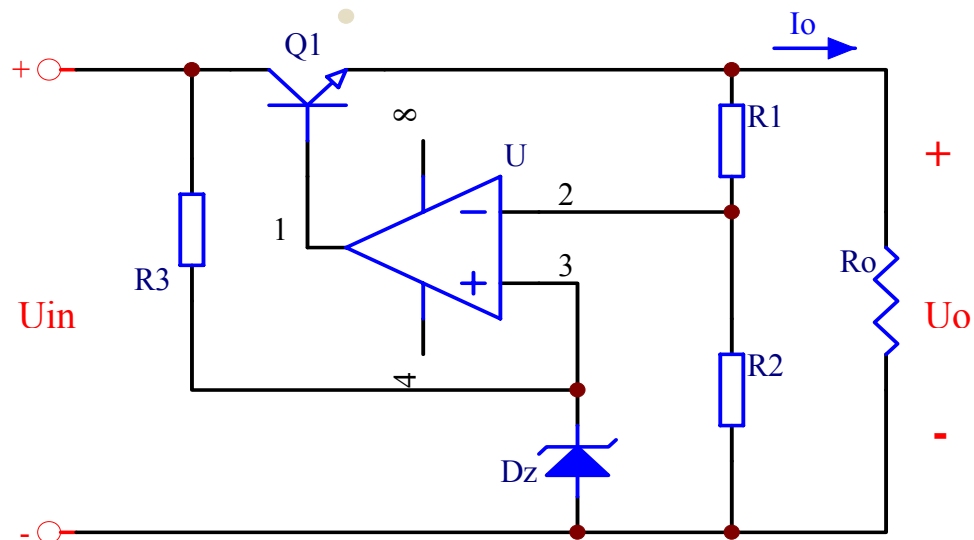
结果是：稳压系数减小了n倍，输出电阻减小了nK₂倍。

稳压过程之一：U_{in}上升所致 U_o ↑ → U_{be2} ↑ → I_{C2} ↑ → I_{B1} ↓ → r_{ce1} ↑ → U_{ce1} ↑ → U_o ↓，削减了U_o的上升幅度。

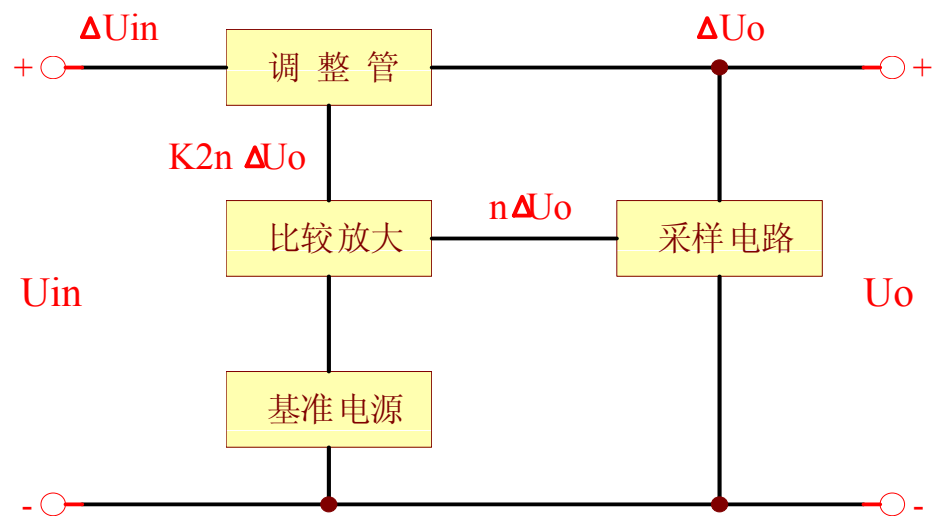
稳压过程之二：R_o减小所致 U_o ↓ → U_{be2} ↓ → I_{C2} ↓ → I_{B1} ↑ → r_{ce1} ↓ → U_{ce1} ↓ → U_o ↑，削减了U_o的下降幅度。

3. 串联稳压电路

使用运放进行放大的串联稳压电路简图见右图。



具有放大环节的串联稳压电路方框图见右图。



3: 串联稳压电路

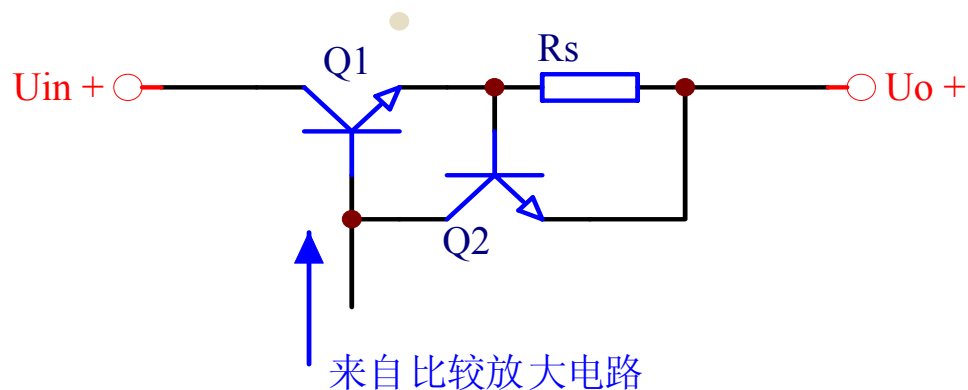
3.5: 保护电路:

串联稳压电路除了能完成功率的传输外，还应有完善的自我保护功能，特别是对其核心器件：调整管，必须要有保护措施。保护功能包括过流保护和过压保护，保护调整管不会因过流而烧坏，也不会因过压而击穿。

过流保护电路:

能够在输出电流超过额定值时，限制调整管电流在一个数值或使之迅速减小，从而保护调整管不会因电流过大而烧坏。

限流型过流保护电路:



3. 串联稳压电路

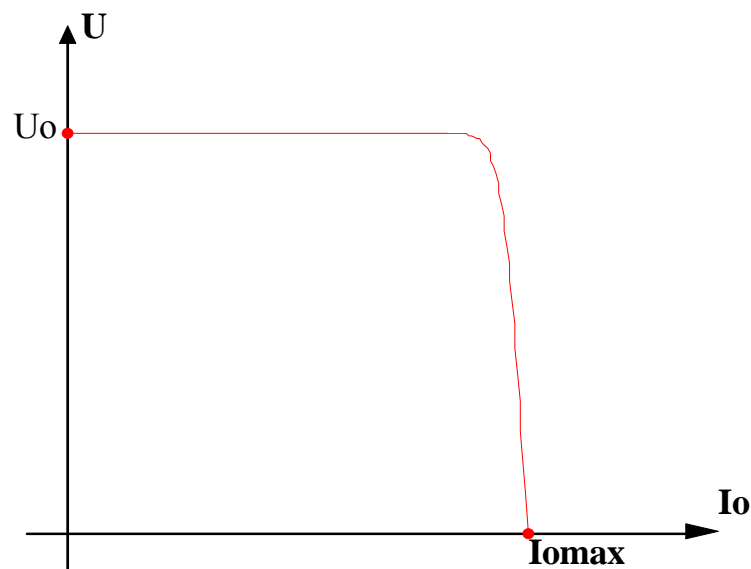
正常工作时, $U_{be2} = I_o R_s < U_{on}$, U_{on} 为Q2的b-e间开启电压。当输出电流增大到 $U_{be2} = I_{o\max} R_s = U_{on}$ 时, Q2导通, Q1的基极电流 I_{b1} 被分流, I_{b1} 不在继续增加, 输出电流也将维持在 $I_{o\max}$ 。

输出电流也将维持在: $I_{\max} = \frac{U_{on}}{R_s}$ 。

限流型过流保护电路的外特性曲线:

限流型过流保护电路的缺点:

保护电路起作用时, 调整管仍回有较大的工作电流, 功率损耗比较大, 对中大功率电路不适合。



3: 串联稳压电路

减流型过流保护电路:

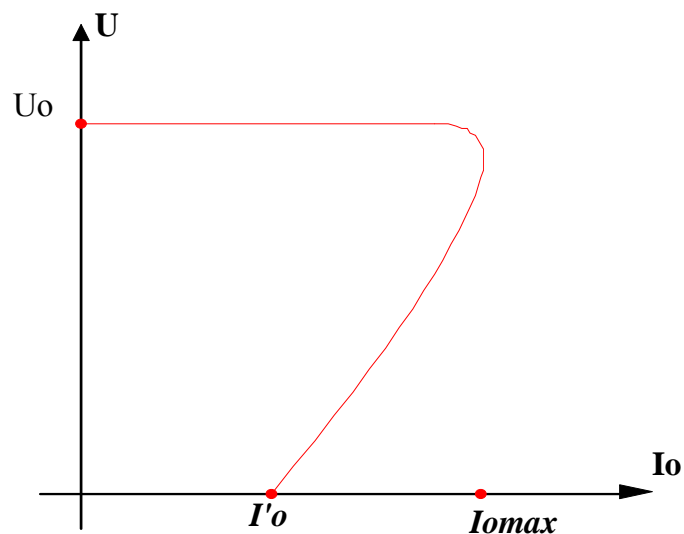
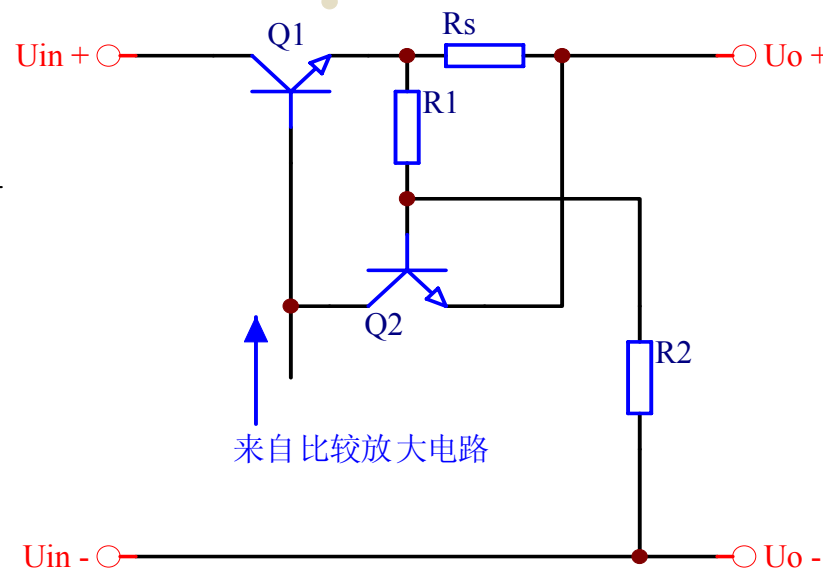
$$U_{be2} = k(I_o R_s + U_o) - U_o, \text{ 其中 } k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

正常工作时, $U_{be2} = I_o R_s < U_{on}$, U_{on} 为 Q2 的 b-e 间开启电压。当输出电流增大到 I_{omax} 时, Q2 导通, Q1 的基极电流 I_{b1} 被分流, 此时输出电流达到 I_{omax} 。

$$I_{omax} = \frac{(1-n)U_o + U_{on}}{nR_s}$$

I_{b1} 被分流, $I_{b1} \downarrow \rightarrow I_o \downarrow \rightarrow U_o \downarrow \rightarrow U_{be2} \uparrow \rightarrow I_{B1} \downarrow$, 直至 $U_o = 0$, $\rightarrow U_o \downarrow$, 此时输出电流为:

$$I_o' = \frac{U_{on}}{nR_s}$$



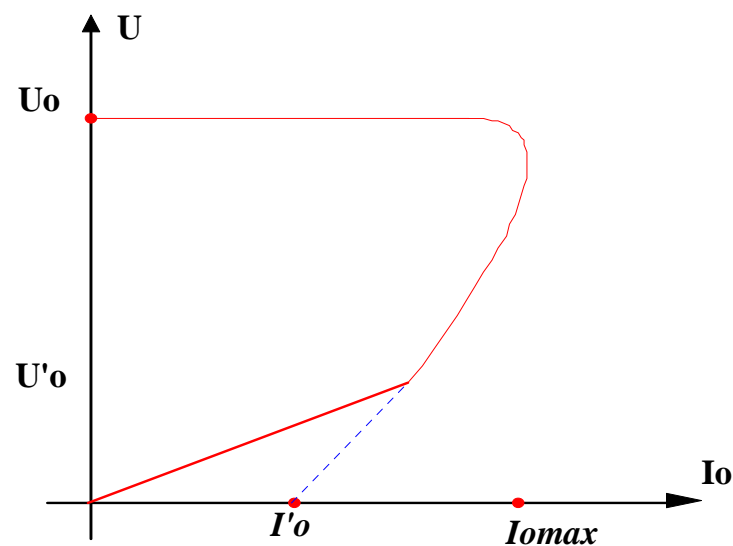
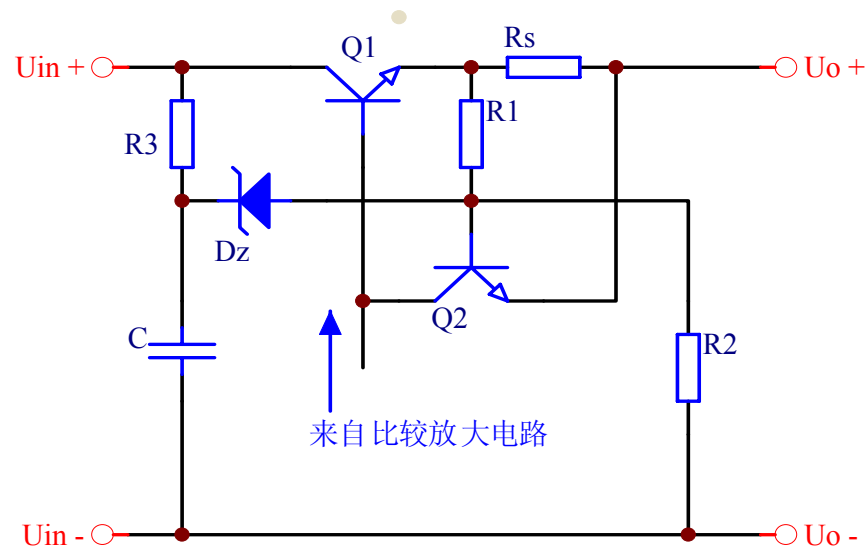
3. 串联稳压电路

截流型过流保护电路：

截流型过流保护是在减流型过流保护电路基础上改进的，工作原理完全相同。

保护电路动作后，当输出电压降到 U_o' 时，稳压管 D_z 被击穿， Q_2 进入饱和导通， Q_1 迅速进入截止，输出电流 I_o 迅速降为0。

截流型过流保护电路外特性曲线：



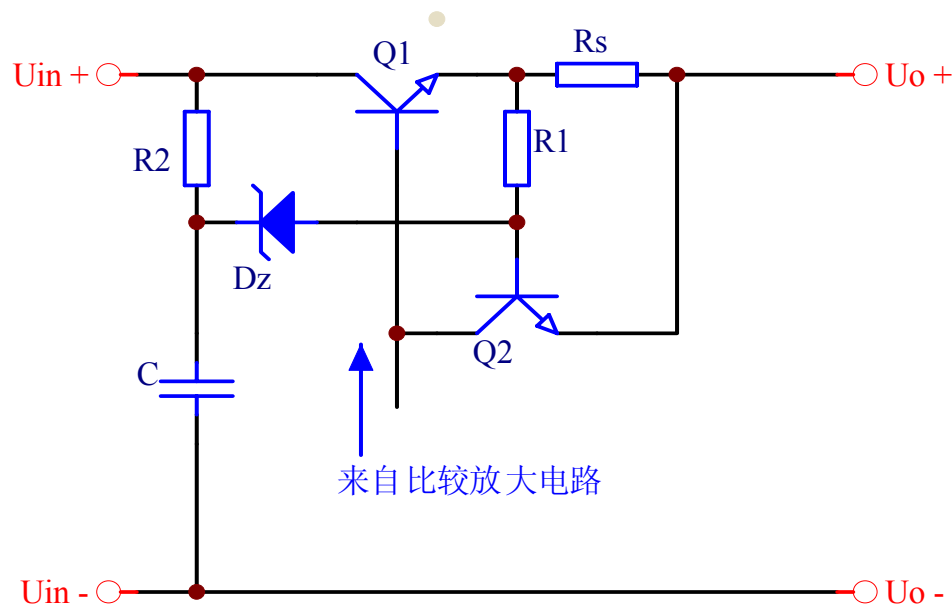
3. 串联稳压电路

过压保护电路：

调整管截止时的过压击穿问题，只能通过选 U_{BRCEO} 更高的型号来解决。

正常工作时，调整管过压保护问题实质上是调整管过功率保护的问题，通过调整稳压管 Dz 的 U_z ，可以控制调整管的 U_{ce} ，确保调整管的功耗在允许的范围内，保证调整管的运行安全。

右图是在限流型过流保护电路基础上增加了过压保护功能的电路图：



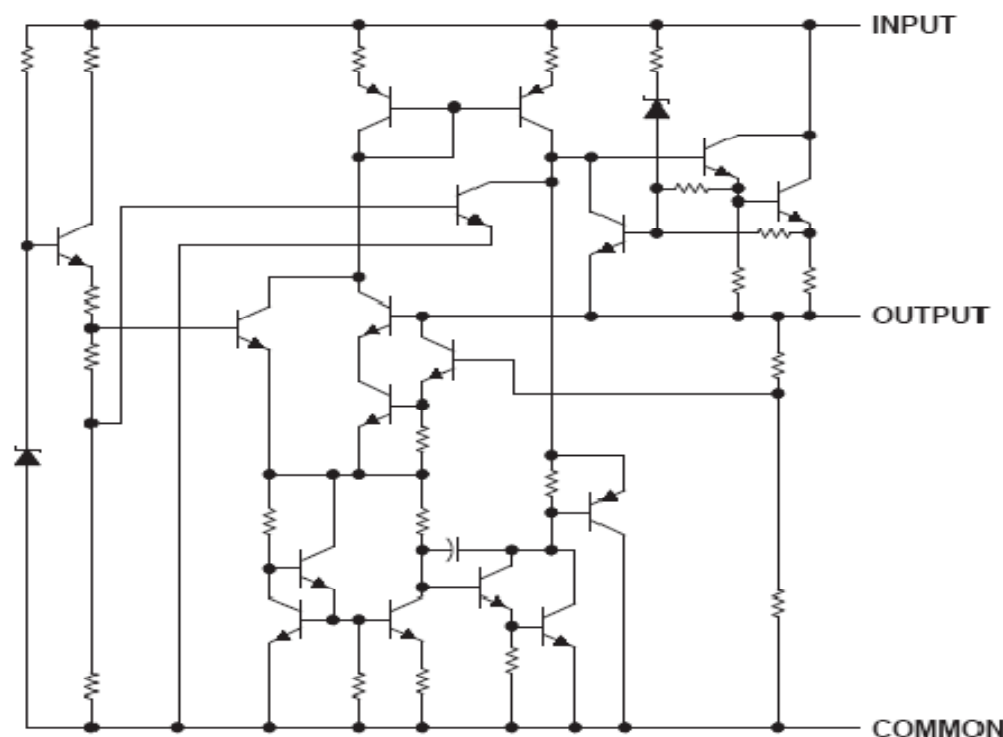
4. 集成稳压电路

将串联稳压电路予以集成化，且只引出三个引脚，分别为输入端、输出端、公共端，就是我们常用的三端稳压器。按功能划分，可分为固定式集成稳压器（如uA7800系列）和可调式集成稳压器（如LM317）。

4.1: 7800系列:

右图是固定式集成稳压器的电路图（uA7800系列）：

简略分析，可以看出，用达林顿复合管作为调整管，用能带隙稳压源作为基准源，比较放大用共集-共射放大电路，以及过流、过功率、过温等保护功能。



4: 集成稳压电路

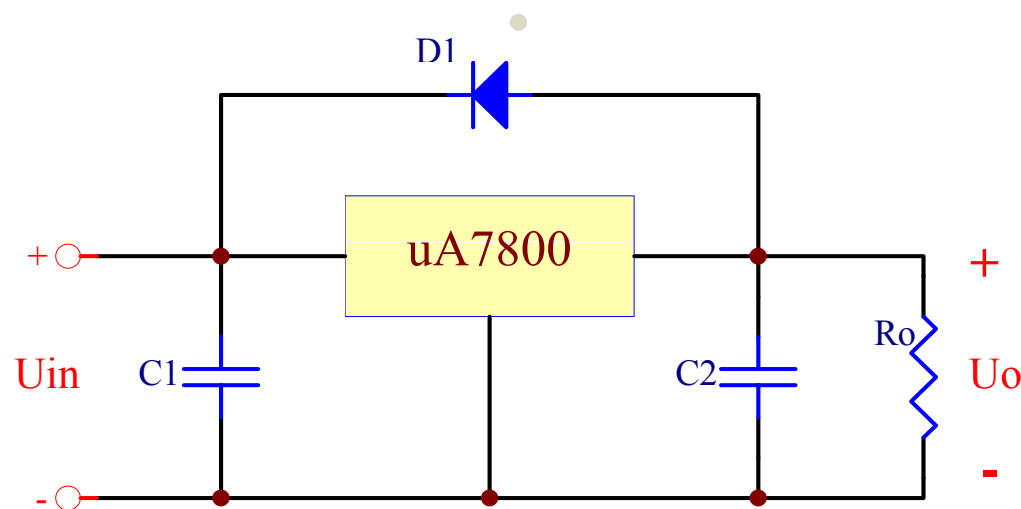
7800系列的输出电压有5V、8V、10V、12V、15V、24V等，输出电流有0.5A、1A、1.5A，封装有TO-220、TO-263、PowerFLEX（封装不同，热阻不等，允许的功率也不相同），还有很多指标要确认，所以，使用之前一定要认真阅读规格书，切忌切忌。

7800系列基本应用：

C1：输入去藕电容，用于消除输入端高频振荡。

C2：输出去藕电容，用于消除输出端高频振荡。

D1：保护二极管，给电容C2提供放电通路。



4: 集成稳压电路

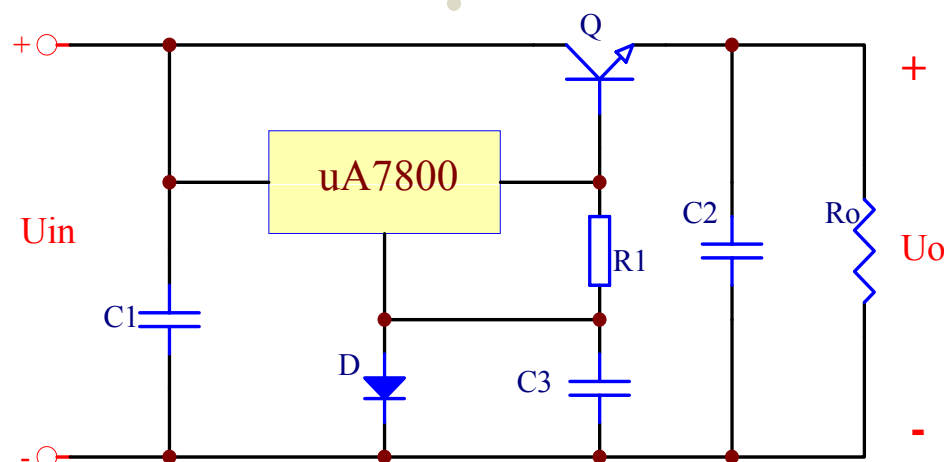
扩流稳压电路:

Q: 扩充输出电流的三极管,

D: 平衡二极管, 用于平衡三极管的 U_{be} ,

C3: 用于消除公共端振荡, 稳定公共端电压,

R1: 控制输出电流的数值, 但实用价值不大。



三极管基极电流: $I_{B_{max}} = I_{O_{max}} - I_R$, 其中 $I_R = \frac{U_o}{R_1}$

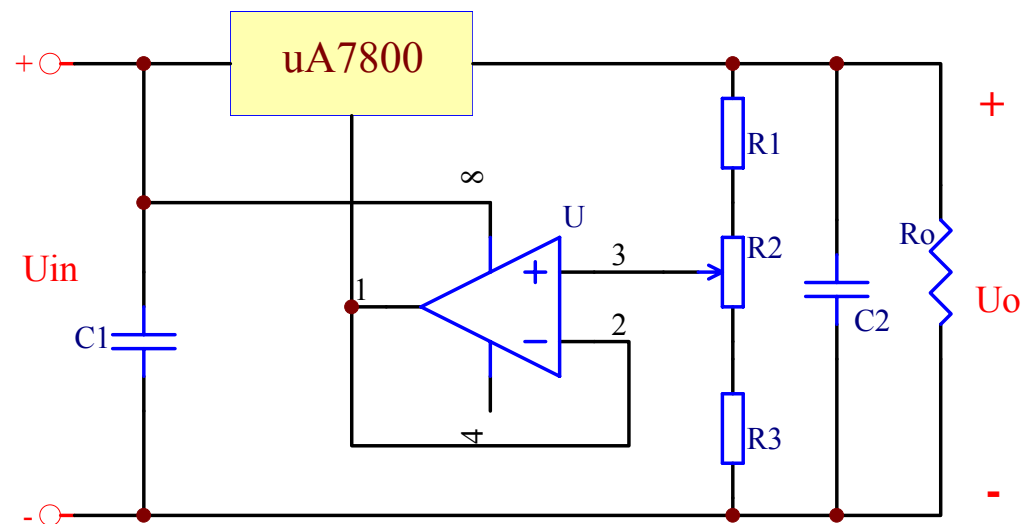
输出电流: $I_{L_{max}} = (1 + \beta)(I_{O_{max}} - I_R)$ 。

4: 集成稳压电路

可调稳压电路:

U: 运放, 作为电压跟随器使用。

R1、R2、R3: 输出电压采样电阻。



输出电压范围:
$$\frac{R1 + R1 + R3}{R1 + R2} U_o' \leq U_o \leq \frac{R1 + R2 + R3}{R1} U_o'$$

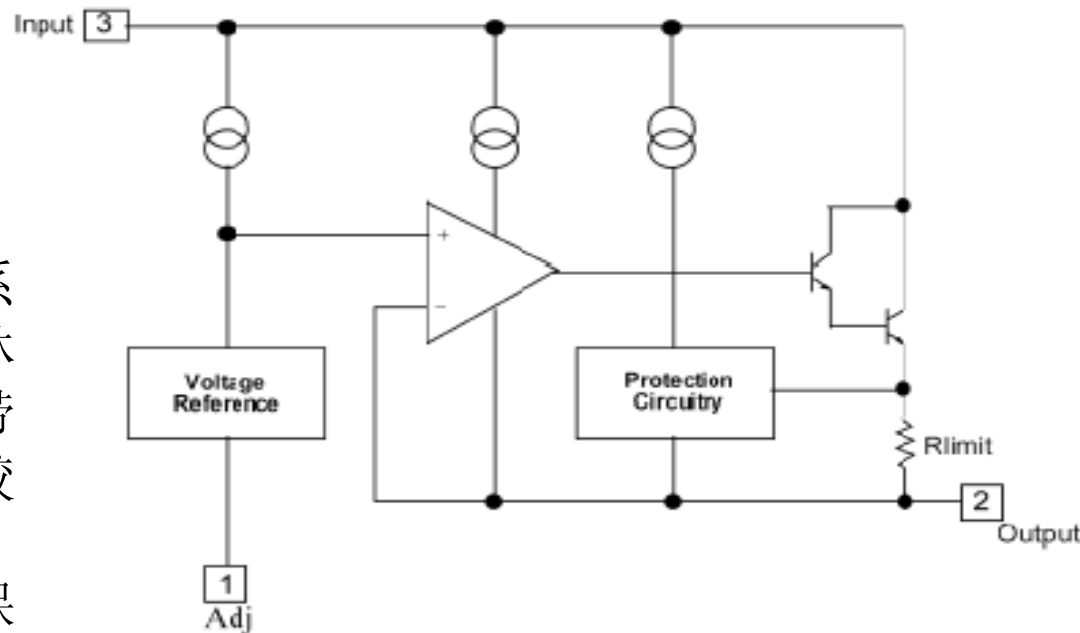
其中 U_o' 为三端稳压器的输出电压

4: 集成稳压电路

4.2: LM317:

可调式集成稳压器LM317的方框图见右图。

从方框图可以看出，与7800系列构成是类同的，仍是用达林顿复合管作为调整管，用能带隙稳压源作为基准源，比较放大用共集-共射放大电路，以及过流、过功率、过温等保护功能。



与7800系列的不同点是：采用特殊的电路架构，使调整端的输出电流很小，只有 $50\mu\text{A}$ ，而7800系列的静态电流则有 5mA 。

4: 集成稳压电路

LM317的输出电压可调，但输出电流还是有0.5A、1A、1.5A之分，封装还有SOT-223、TO-220、TO-263之分，所以，使用之前一定要认真阅读规格书，切忌切忌。

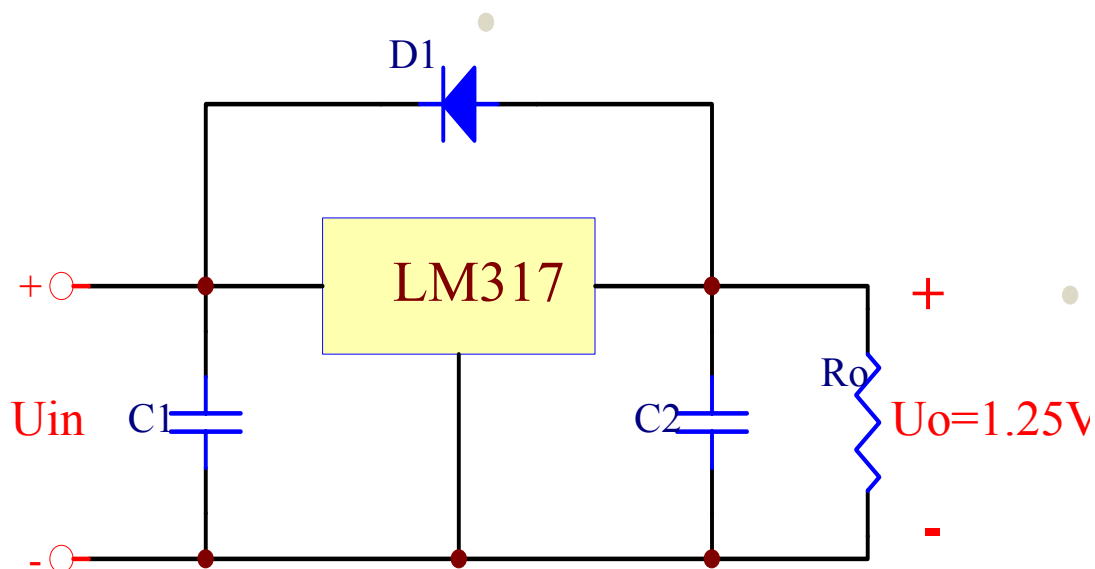
LM317基本应用：

C1: 输入去藕电容，用于消除输入端高频振荡。

C2: 输出去藕电容，用于消除输出端高频振荡。

D1: 保护二极管，给电容C2提供放电通路。

U_o : LM317输出的基准电压， $U_{ref}=1.25V$ 。



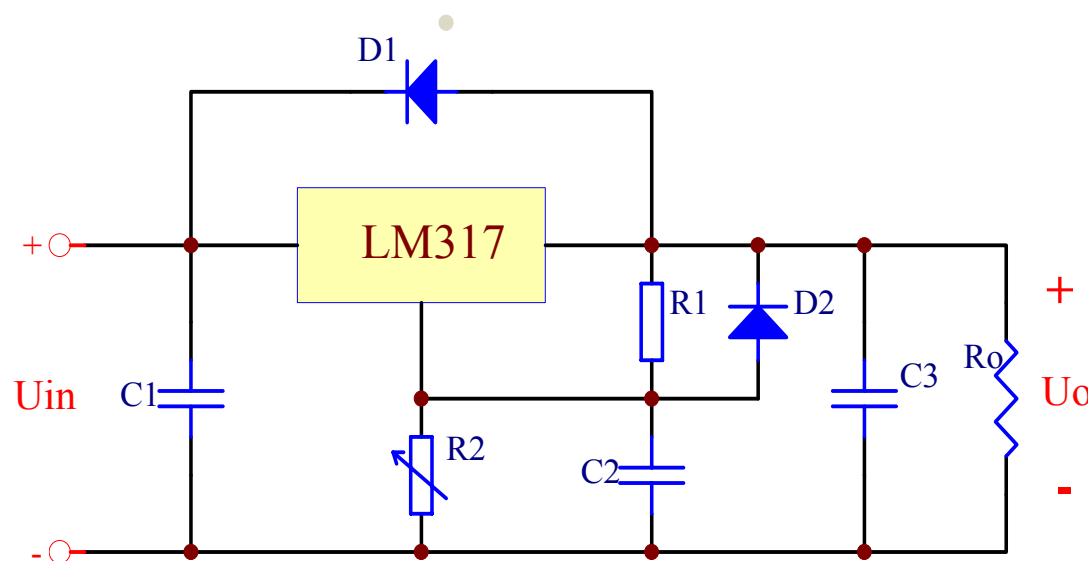
4: 集成稳压电路

LM317典型应用:

D1: 保护二极管, 给电容C3提供放电通路。

D2: 保护二极管, 给电容C2提供放电通路。

C2: 用于消除调整端振荡, 稳定调整端电压。



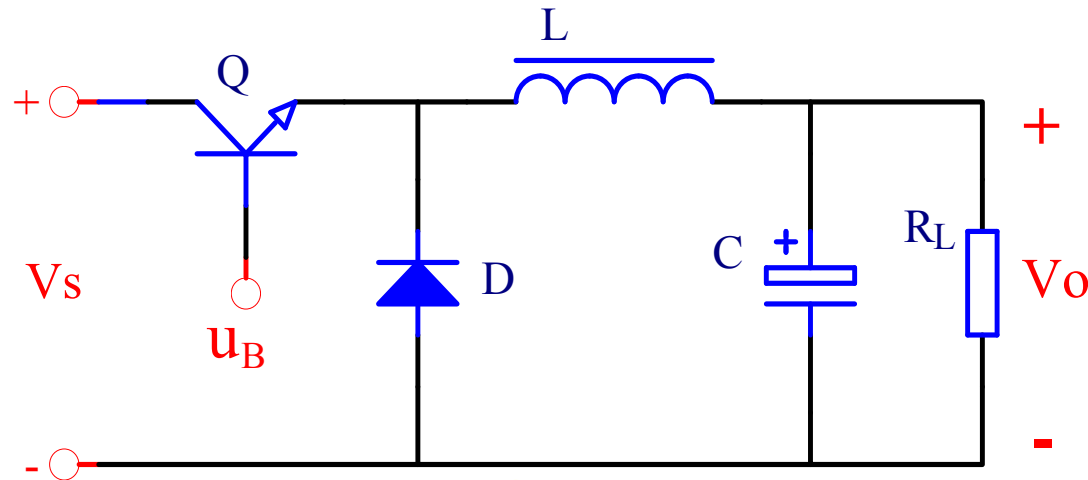
$R1$ 、 $R2$ 用于调控输出电压, 输出电压为:

$$U_o = \left(1 - \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{ref}$$

5. BUCK电路

ck-hao

5.1: BUCK电路图



Q: 开关管，可以调控开通与关断的时间，Q开通时输入电压 V_s 为负载及电感L提供能量，Q关断时输入电压 V_s 不再提供能量。

D: 续流二极管，Q关断时，电感L提供释放能量，续流二极管为电感L提供释放通路。

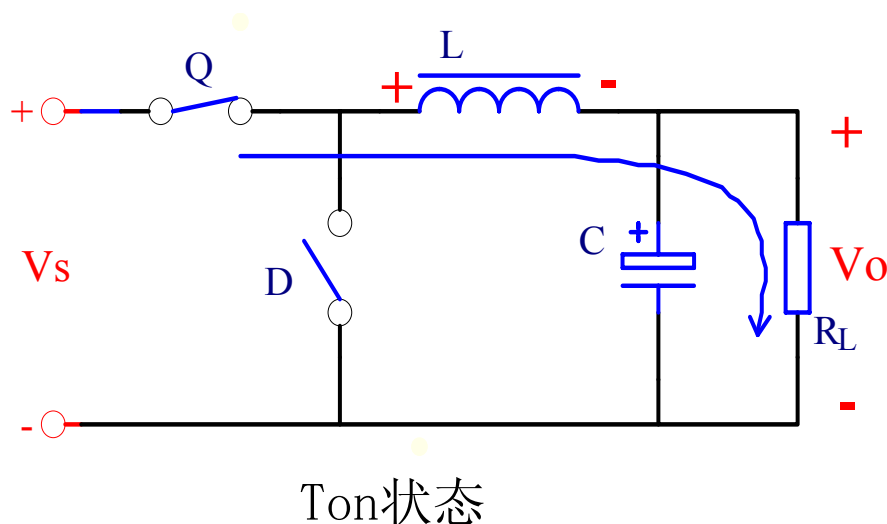
L: 储能电感，Q开通时，电感L存储能量，Q关断时，电感L向负载释放所存储的能量。

C: 滤波电容。

5. BUCK电路

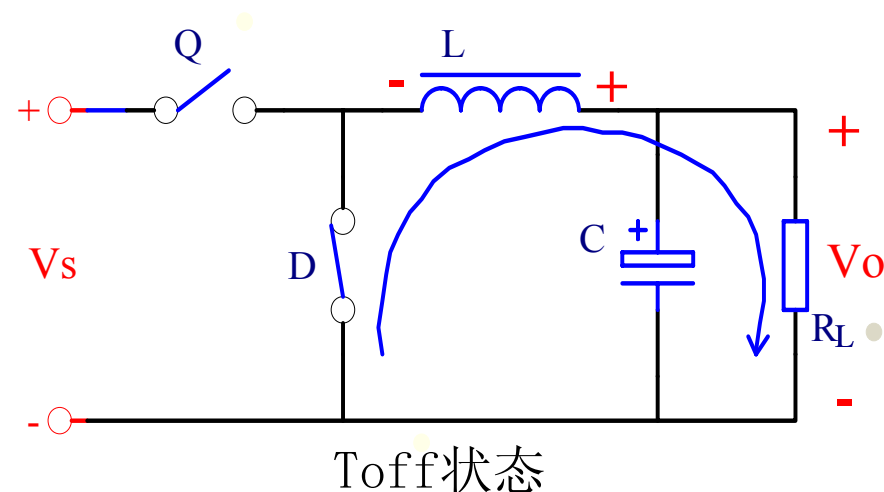
ck-hao

5.2: BUCK电路工作状态 (CCM)



开关管 Q 开通，二极管 D 反偏截止，此时，输入电压 V_s 为负载提供所需的能量。

输入电压 V_s 同时为电感 L 提供其储能所需的能量。



开关管 Q 关断，二极管 D 导通，此时，输入电压 V_s 不再为负载及电感 L 提供所需的能量。

电感 L 通过续流二极管 D 释放所存储的能量，供负载在 T_{off} 期间使用。

5: BUCK电路

ck-hao

5.3: BUCK电路工作波形 (CCM)

T_{on} 时, 电感L的端电压 $u_L = V_S - V_O$,

根据 $u_L = L \frac{di_L}{dt}$ 得知:

电感中的电流 $i_L(t)$ 随时间线性上升,

且

$$\Delta I_L' = \frac{(V_S - V_O) \cdot T_{on}}{L}$$

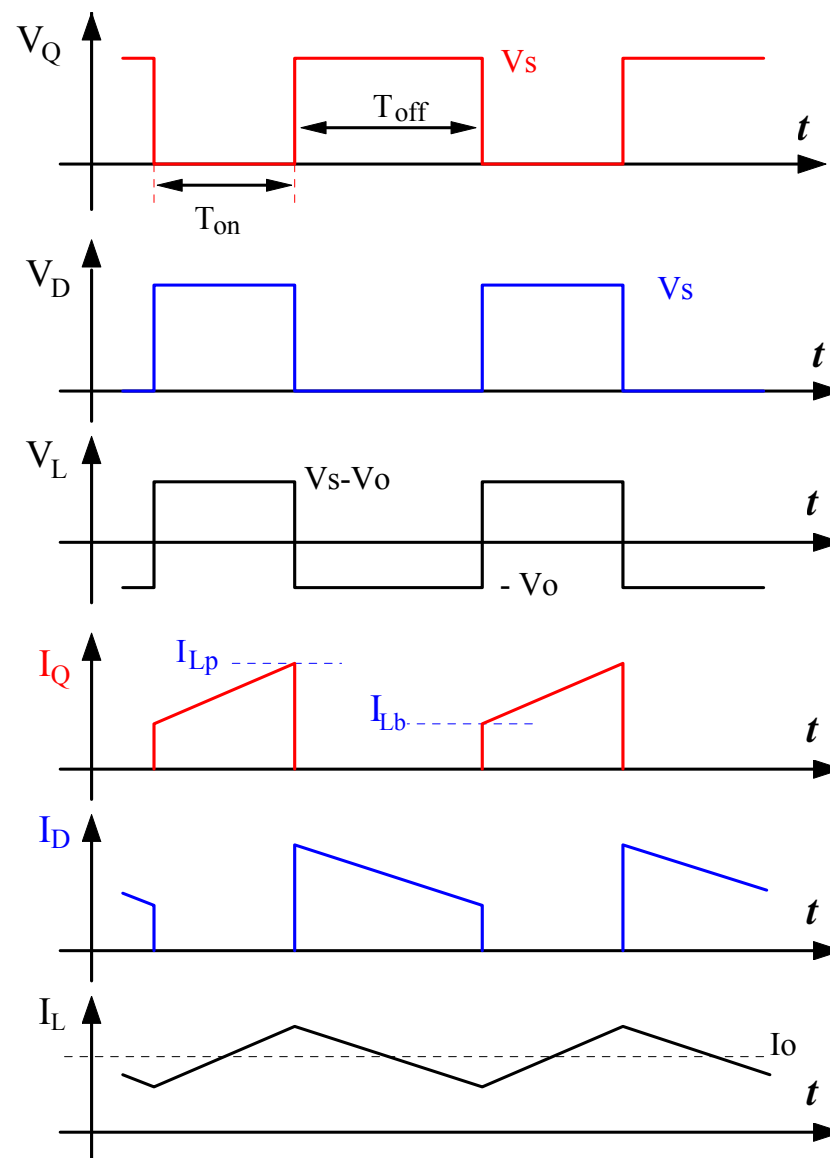
T_{off} 时, 电感L的端电压 $u_L = V_O$,

根据 $u_L = L \frac{di_L}{dt}$ 得知:

电感中的电流 $i_L(t)$ 随时间线性下降,

且

$$\Delta I_L'' = \frac{V_O \cdot T_{off}}{L}$$



5: BUCK电路

ck-hao

$$\text{稳态时, } \Delta I_L' = \frac{(V_s - V_o) \cdot T_{on}}{L} = \Delta I_L'' = \frac{V_o \cdot T_{off}}{L}$$

$$\text{故 } \frac{V_o}{V_s} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = D$$

所谓连续模式（CCM）是指电感L中的电流 $i_L(t)$ 在 T_{on} 和 T_{off} 期间不能为零，在下面的5.6节将进行详细论述。

从上述可知， $(V_s - V_o) \cdot T_{on} = V_o \cdot T_{off}$ ，既 T_{on} 期间电感的端电压与时间之积等于 T_{off} 期间电感的端电压与时间之积，即所谓的伏秒平衡。

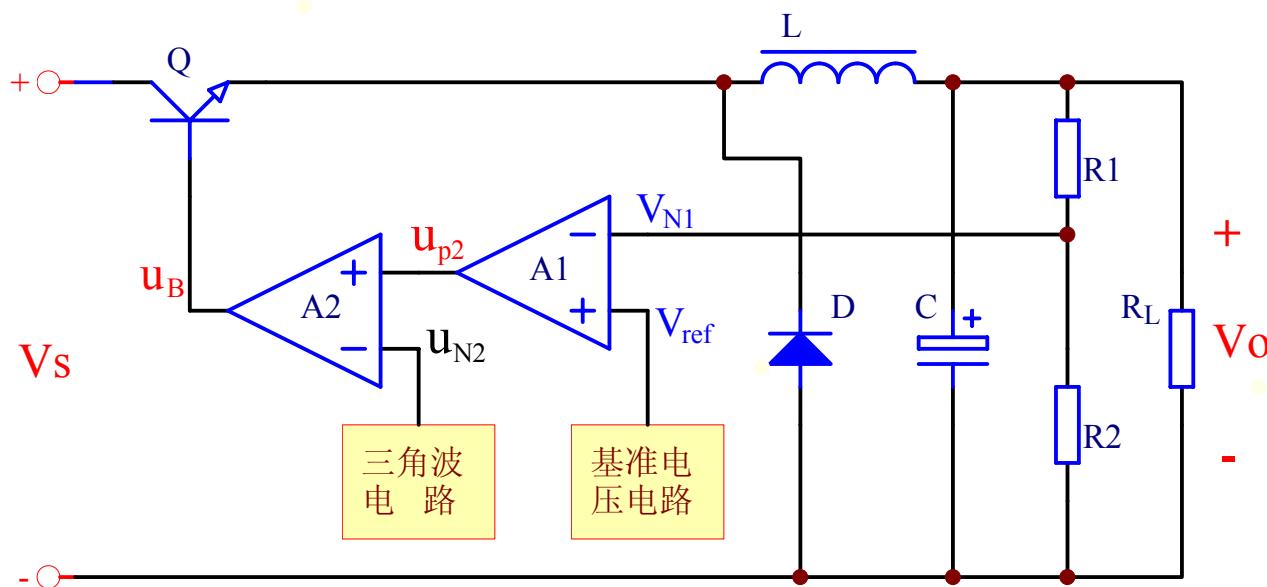
根据 $u_L = N \frac{d\phi}{dt}$ 可知，电感的端电压与时间之积就是磁通的变化量，故所谓的伏秒平衡就是磁通平衡，电感在 T_{on} 期间的励磁等于在 T_{off} 期间的去磁，否则就会产生磁饱和的问题。

思考1: BUCK电路中电感L传输的功率如何计算？

5. BUCK电路

ck-hao

5.4: BUCK电路闭环控制



取样电路： R_1 、 R_2 为取样电路， V_o 的变化通过 R_1 、 R_2 传输到误差放大器的反相输入端。

放大电路： 通过与同相输入端的基准电压进行比较，将 V_o 的变化量进行放大。

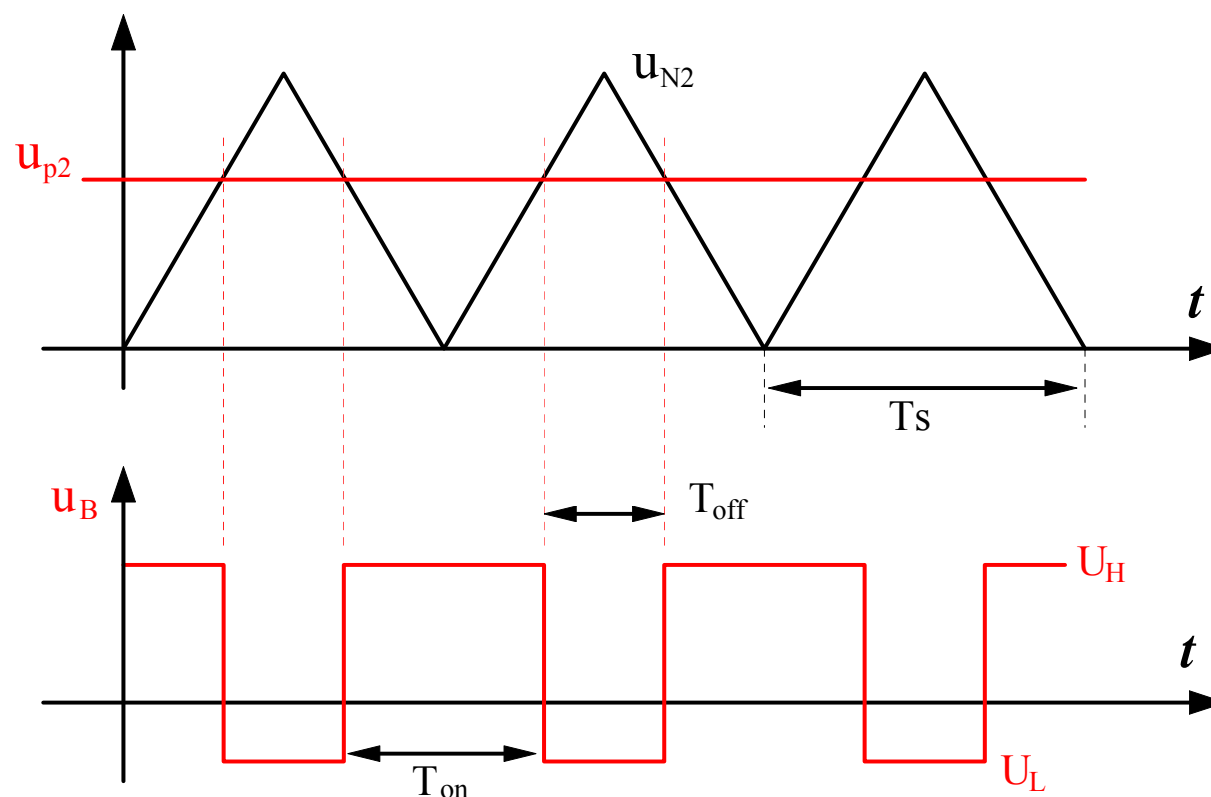
比较电路： 放大电路的输出量与反相输入端的三角波进行比较，输出控制开关管的脉冲电压。

5. BUCK电路

ck-hao

一：输出电压为额定值时， $V_{ref} > V_{N1} = n \cdot U_o$ ， u_{p2} 为一个定值，通过与比较器反相输入端的三角波进行比较，得到占空比为一个定值的脉冲电压，并有这个脉冲电压去控制开关管的开通与关断的时间。

占空比的波形见下图。



5. BUCK电路

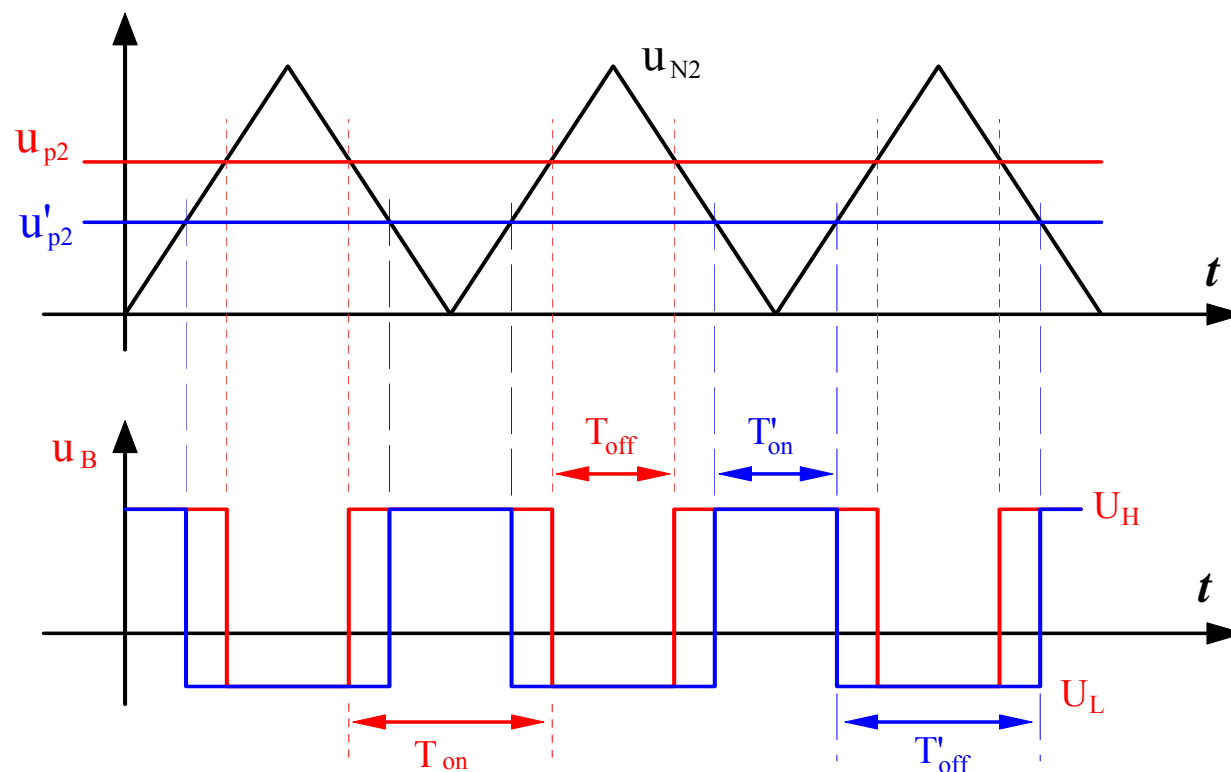
ck-hao

二：输出电压变化时，以负载减小时为例：

$$R_L \uparrow \rightarrow U_O \uparrow \rightarrow U_{N1} \uparrow \rightarrow U_{p2} \downarrow \rightarrow T_{on} \downarrow \rightarrow D_1 \downarrow \rightarrow U_O \downarrow。$$

经过几个循环周期， U_O 降到其额定值。

占空比自动调节的波形见下图。



5: BUCK电路

ck-hao

5.5: BUCK电路控制方式

负反馈控制：通过上节的分析可知，将输出电压的变化量反馈回输入端，调控开关管的占空比 D 反方向变化，使输出电压稳定，可见其反馈是负反馈。

反馈控制对象：上节的分析是以输出电压的变化量为采样对象，故使输出电压稳定，如果以输出电流的变化量为采样对象，则可使输出电流恒定，一般的产品都是以输出电压为控制对象，所以，我们这里也以控制输出电压为例。

反馈控制方式：在上节的分析中，三角波的周期 T_s 是保持不变的，通过调节 T_{on} 的大小来改变占空比 D ，使输出电压稳定，这种调制方式称为脉宽调制（Pulse Width Modulation）。

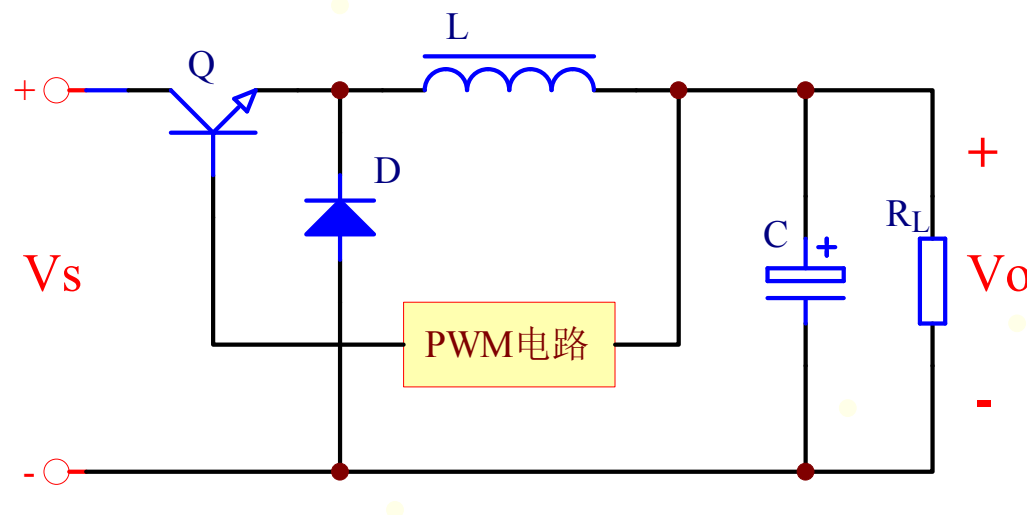
与PWM相对应的是PFM，既保持 T_{on} 恒定不变，通过调节三角波的周期 T_s 来改变占空比 D ，使输出电压稳定，这种调制方式称为变频调制（Pulse Frequency Modulation）。与PWM相比，PFM在现阶段的应用少一些，所以，我们这里只讨论PWM型控制环路。

5. BUCK电路

ck-hao

脉宽调制电路都已经由半导体厂家予以集成化，这种集成电路（IC）一般简称为PWM IC，最常用的PWM IC是UC3842系列，SG3525、LM5025等也是我们所熟知的PWM IC。

BUCK电路的PWM型控制的方框图见右图。



思考2： 开关管Q的发射极电位一直是变动的，开关管Q该如何驱动？

5. BUCK电路

ck-hao

5.6: 连续与非连续

从电感中的电流 $i_L(t)$ 看, 有 $\frac{1}{2}\Delta i_L < I_o$ 、 $\frac{1}{2}\Delta i_L = I_o$ 、 $\frac{1}{2}\Delta i_L > I_o$ 三种情况,
 $\frac{1}{2}\Delta i_L < I_o$ 就意味 $I_{Lb} > 0$, 无论在Ton或Toff时, 电感中一直有电流存在,
此种状态称为连续模式 (CCM), 既 $T_{on} + T_{off} = T_s$, 也既 $D_1 + D_2 = 1$ 。

$\frac{1}{2}\Delta i_L > I_o$ 就意味在Toff期间有一段时间电感中没有电流, 因为负载电流
 $I_o = \frac{1}{2}\Delta i_L (D_1 + D_2)$, 故 $D_1 + D_2 < 1$ 。此种状态称为断续模式 (DCM)。注
意, 续流管D的导通时间 $D_2 T_s$ 不再等于开关管T的关断时间Toff。

$\frac{1}{2}\Delta i_L = I_o$ 就意味 $I_{Lb} = 0$, 既在Toff转Ton之时, 电感中的电流恰好等于0,
此种状态是连续模式与断续模式的分界状态, 故称为临界模式, 此状态
下的 $T_{on} + T_{off} = T_s$, $D_1 + D_2 = 1$ 。

注意: D_1 是Q开通的占空比, D_2 是D导通的占空比。

5: BUCK电路

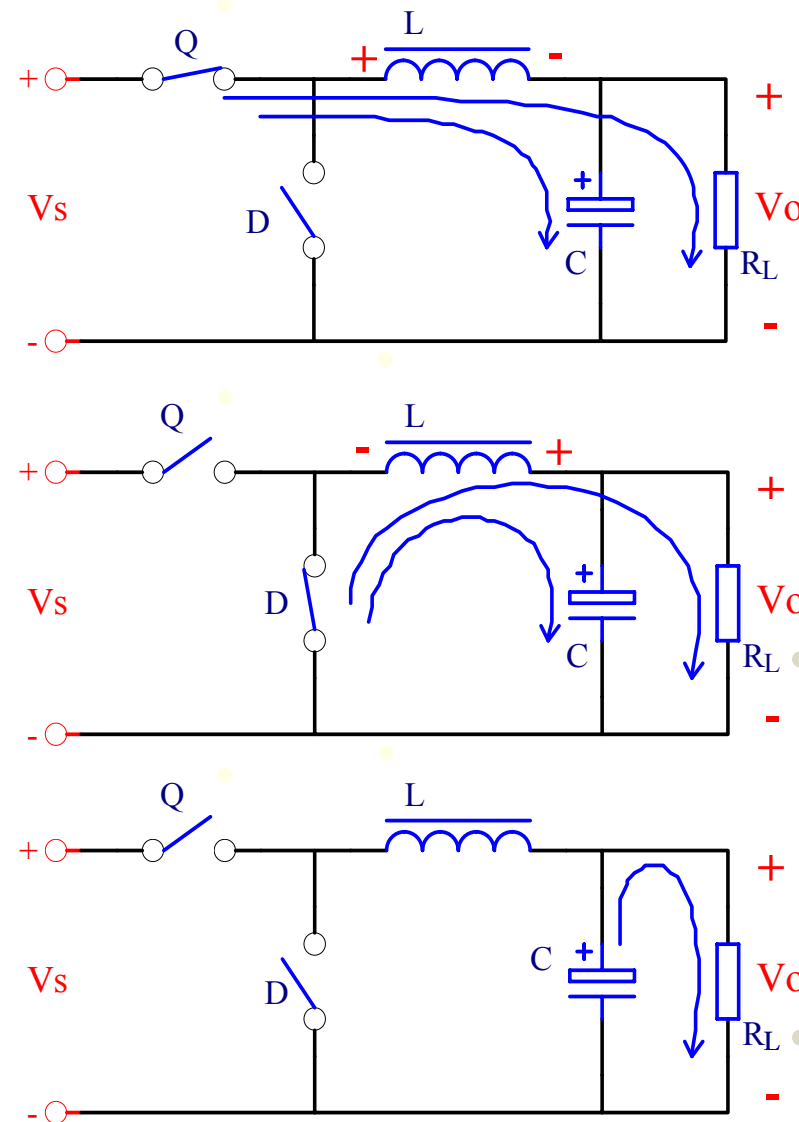
ck-hao

5.7: BUCK电路断续模式

BUCK电路处于断续模式时，电路有三个工作状态，分别 D_1 、 D_2 和 $1-D_1-D_2$ ，其等效电路见右边的上、中、下三个图。

从右下图可知，电容C需要承担在 $1-D_1-D_2$ 期间为负载提供能量的任务，所以，电容C就不再仅仅是一个滤波电容。

电容C需要 D_1 、 D_2 期间进行能量存储，以备在 $1-D_1-D_2$ 期间为负载提供。



5. BUCK电路

BUCK电路处于断续模式时的电压、电流波形图见右图。

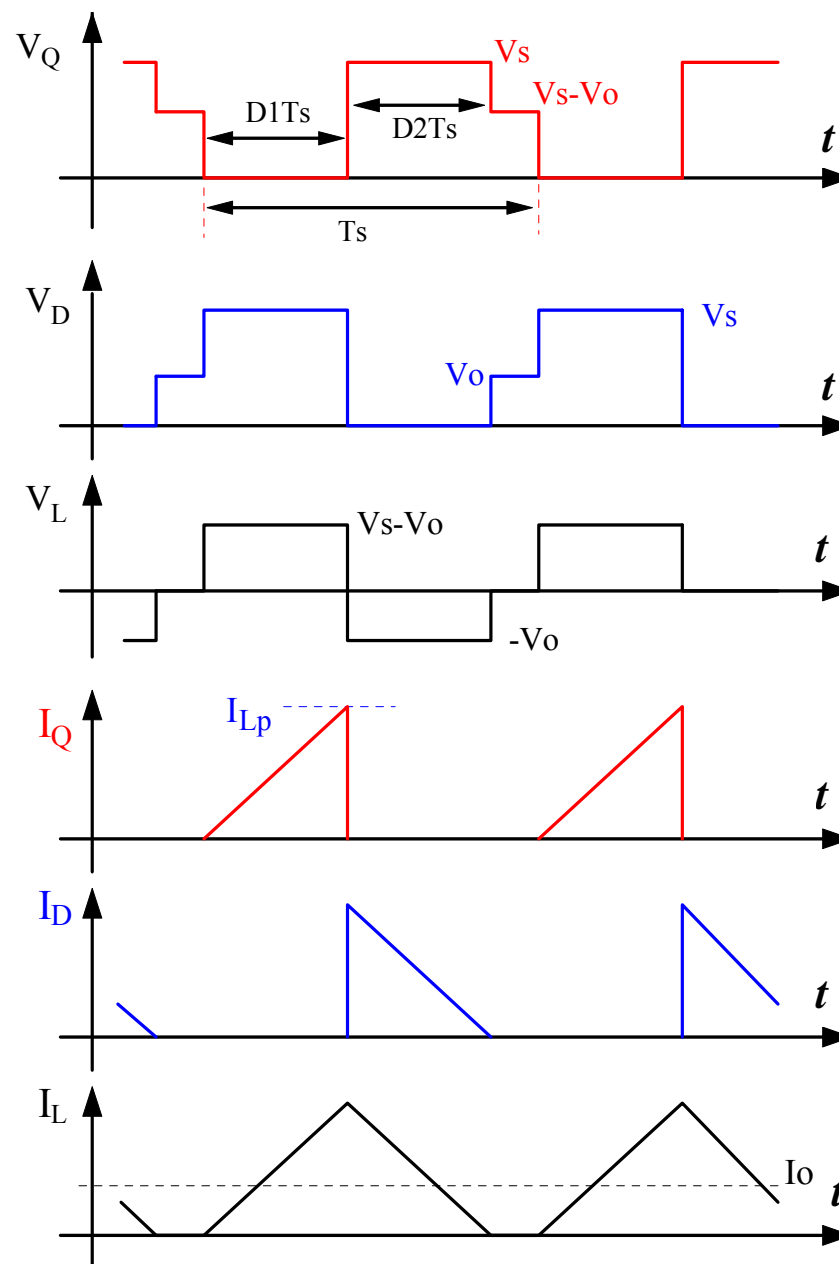
从电感L电流 i_L 波形可以得出：

$$I_o = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (D_1 + D_2) T_s \frac{V_s - V_o}{L} D_1 T_s \right] = \frac{V_o}{R_L}$$

$$\text{进而推导出: } M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D_1^2}}}$$

其中： $M = \frac{V_o}{V_s}$ 为BUCK电路的增益。

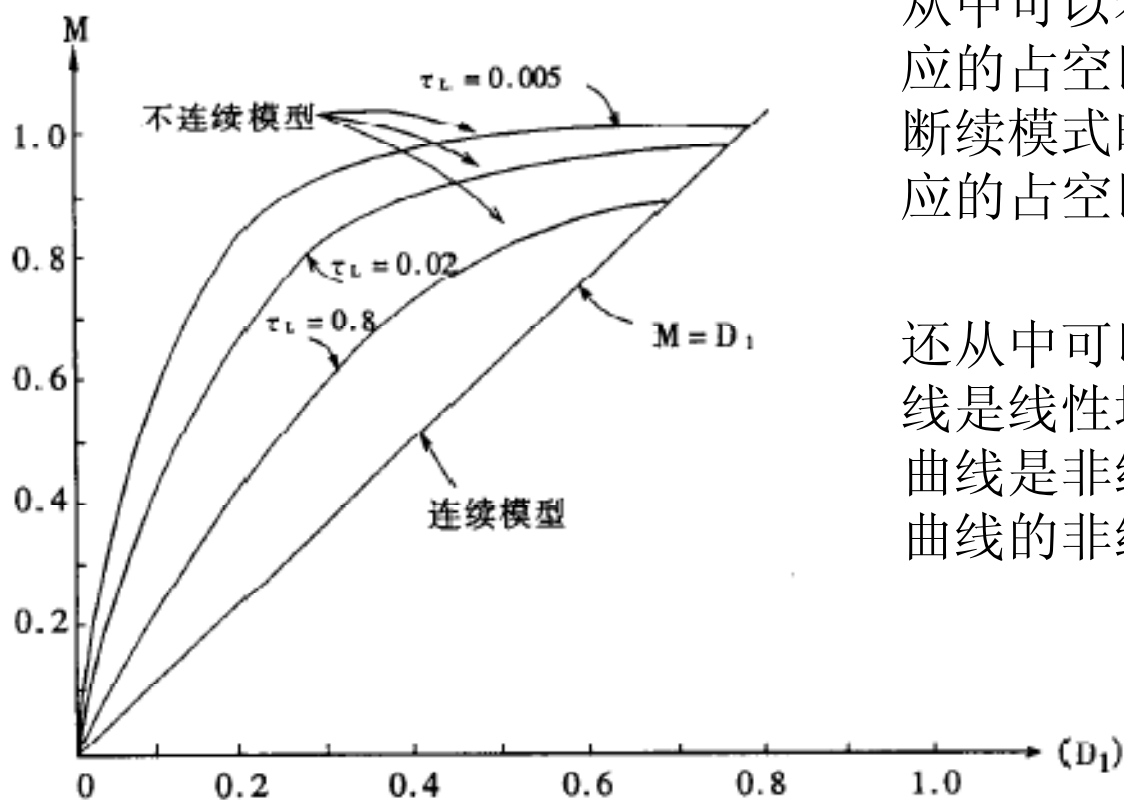
$\tau_L = \frac{L}{R_L T_s}$ 为无量纲参数。



5: BUCK电路

ck-hao

BUCK电路断续模式的增益曲线见下图。同时也将BUCK电路连续模式的增益（ $M = D_1$ ）曲线图也同时画出。



从中可以看出，同样大小的增益，对应的占空比不同，连续模式时最大，断续模式时的较小，且 τ_L 越小，对应的占空比也越小。

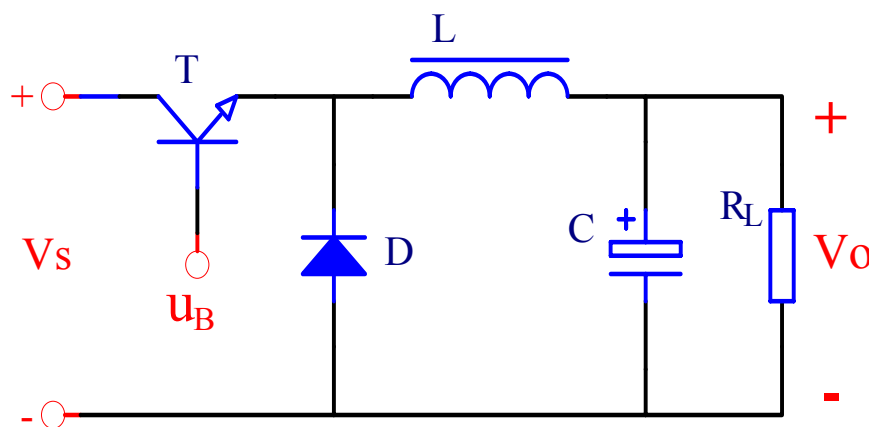
还从中可以看出，连续模式的增益曲线是线性增加的，而断续模式的增益曲线是非线性增加的，且 τ_L 越小，曲线的非线性越大。

5: BUCK电路

ck-hao

5.8: BUCK电路开环工作原理

实际应用中，绝大多数BUCK电路都工作在闭环状态，以保证输出电压稳定，但也有一部分BUCK电路工作在开环状态，其输出电压会随 V_s 、 I_o 等参量的变化而变化。



当BUCK电路工作于连续模式时， $V_o = DV_s$ ，输出电压 V_o 与输入电压 V_s 、占空比 D 呈线性的正比关系。

当BUCK电路工作于断续模式时，

$$V_o = \frac{2V_s}{1 + \sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D^2}}}$$

输出电压 V_o 与输入电压 V_s 呈线性的正比关系，与占空比 D 的关系就比较复杂，可以从前面的增益曲线图上看出来，是非线性的正比关系，当然还受到 τ_L 的影响。

5: BUCK电路

ck-hao

输出电压 V_o 与无量纲参数 τ_L 呈非线性的反比关系，这点也能在前面的增益曲线图上看出来。且 τ_L 越小，对应的输出电压 V_o 就越高。

无量纲参数 $\tau_L = \frac{L}{R_L T_s}$ ，所以 L 越小， V_o 越高，负载越小即 R_L 越大， V_o 越高，频率越低， V_o 越高，反之亦然。

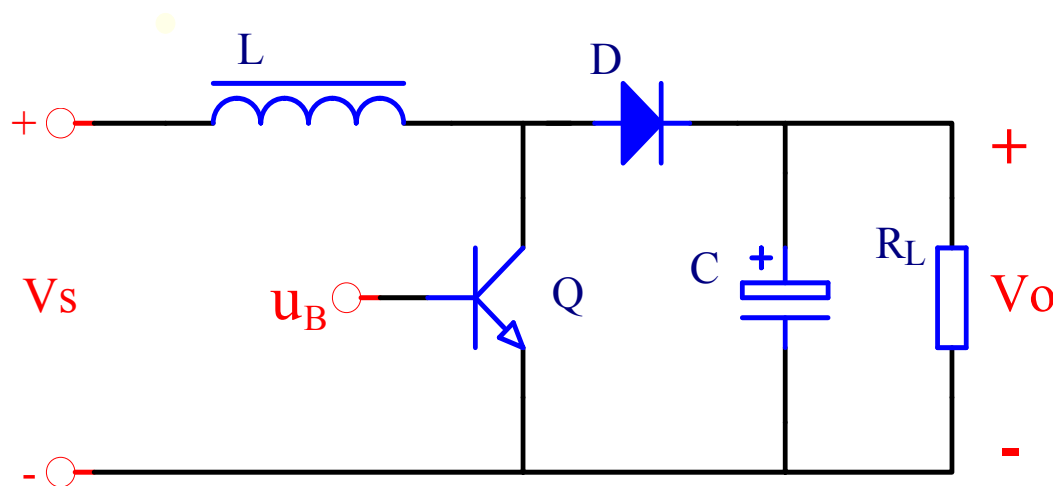
空载或轻载时，因 I_o 会很小，BUCK电路一定进入断续模式，重载或满载时，BUCK电路处于连续模式，从增益曲线图可以看出，BUCK电路处于断续模式下的输出电压 V_o 小于进入连续模式的输出电压。因此，输出电压的最大值 $V_{o\max} = D_{1\max} * V_{s\max}$ 。

如果设计满载时 BUCK电路仍处于断续模式，则影响输出电压最大值的各种因素均不能予以确定，只能估算 $V_{o\max} < V_{s\max}$ ，如前面的增益曲线图中 $\tau_L = 0.005$ 的那种情况。

6. BOOST电路

ck-hao

6.1: BOOST电路图



Q: 开关管，可以调控开通与关断的时间，Q开通时输入电压 V_s 为电感 L 提供能量，Q关断时输入电压 V_s 与电感共同为负载提供能量。

D: 截止二极管，Q开通时，输入端为电感 L 提供能量，二极管 D 截止，输入与输出断开。

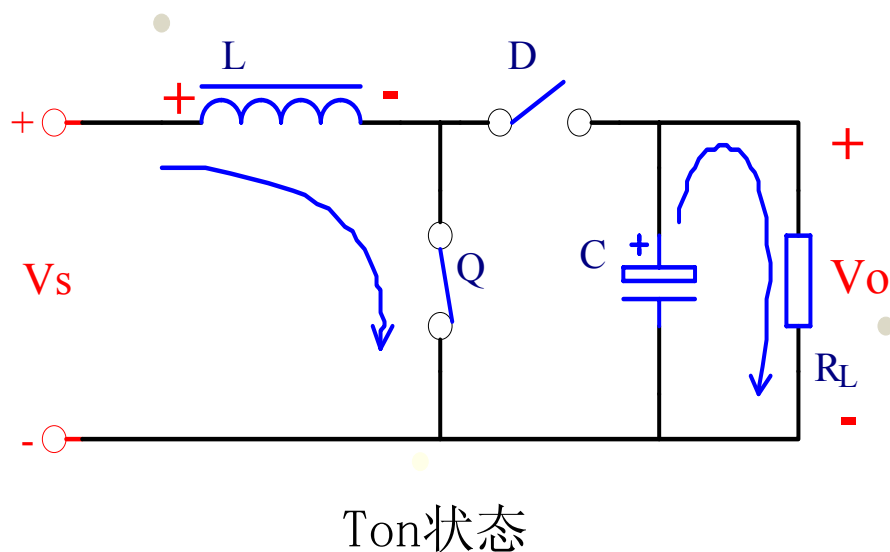
L: 储能电感，Q开通时，电感 L 存储能量，Q关断时，电感 L 中的能量释放给负载。

C: 储能电容，Q开通时，电容 C 中的能量释放给负载，Q关断时，电容 C 存储能量。

6: BOOST电路

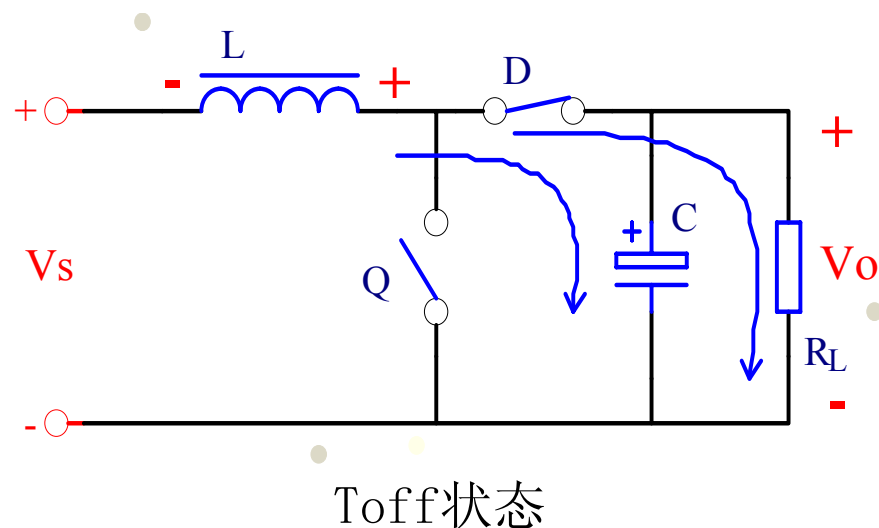
ck-hao

6.2: BOOST电路工作模式 (CCM)



开关管Q开通，D截止，输入电压 V_s 通过开关管Q给电感L充电储能。

储能电容C释放所存储的能量，为开关管Q期间的负载提供所需的能量。



开关管Q关断，D导通，电感L释放所存的能量，与输入电压 V_s 共同通过D给负载提供所需的能量。

同时，也对储能电容C进行充电储能。

6. BOOST电路

6.3: BOOST电路工作波形 (CCM)

Ton时, 电感L的端电压 $u_L = V_s$,

根据 $u_L = L \frac{di_L}{dt}$ 得知:

电感中的电流 $i_L(t)$ 随时间线性上升, 且

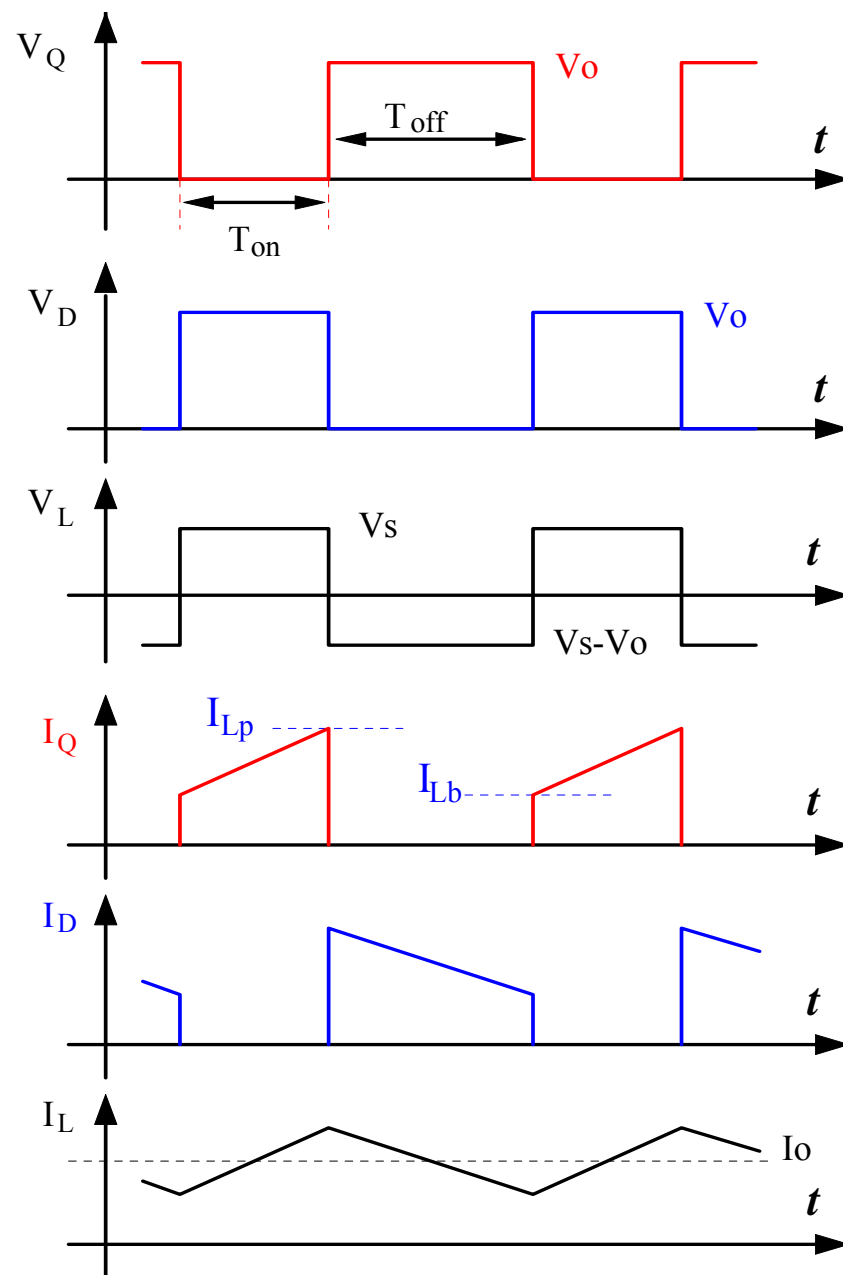
$$\Delta I_L' = \frac{V_s \cdot T_{on}}{L}$$

Toff时, 电感L的端电压 $u_L = V_o - V_s$,

根据 $u_L = L \frac{di_L}{dt}$ 得知:

电感中的电流 $i_L(t)$ 随时间线性下降, 且

$$\Delta I_L'' = \frac{(V_o - V_s) \cdot T_{off}}{L}$$



6. BOOST电路

ck-hao

$$\text{稳态时, } \Delta I_L' = \frac{V_s \cdot T_{on}}{L} = \Delta I_L'' = \frac{(V_o - V_s) \cdot T_{off}}{L}$$

$$\text{故 } \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 + \frac{T_{on}}{T_s}} = \frac{1}{1 - D}$$

稳态时 $\Delta I_L' = \Delta I_L''$ ，既伏秒平衡，对于开关电源中所用到的电感器件，必须要保证其伏秒平衡（既磁通平衡），无论是BUCK、BOOST，还是以后设计到的正激、反激，都是如此，否则就会产生磁饱和的问题。

思考3：BOOST电路中电感L传输的功率是多少？

6: BOOST电路

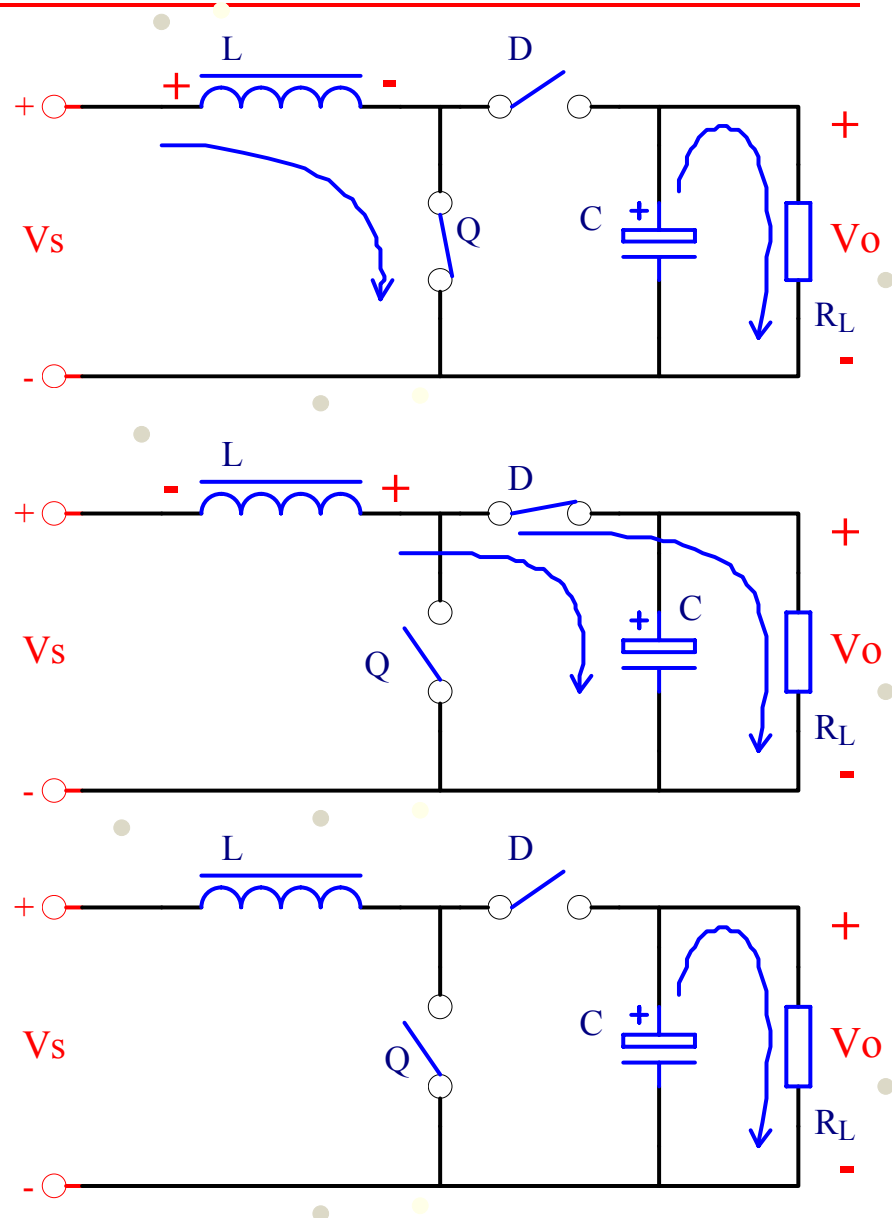
ck-hao

6.4: BOOST电路工作模式 (DCM)

同样根据电感中的电流 $\frac{1}{2}\Delta i_L < I_o$ 、
 $\frac{1}{2}\Delta i_L = I_o$ 、 $\frac{1}{2}\Delta i_L > I_o$ 三种情况将
BOOST电路分为连续模式、临界模
式和断续模式。

BOOST电路处于断续模式时，电路
有三个工作状态，分别 D_1 、 D_2 以及
 $1-D_1-D_2$ ，其等效电路见右边的上、
中、下三个图。

电感L中所存的能量完全释放后，因
没有给电感L进行储能的通路，故电
感L的端电压跳变为零伏，导致二极
管D截止，见右下图所示。



6: BOOST电路

BOOST处于断续模式时的电压、电流波形图见右图

BOOST电路断续模式的电压增益仍是从电感L电流 i_L 波形进行推导，

得出：

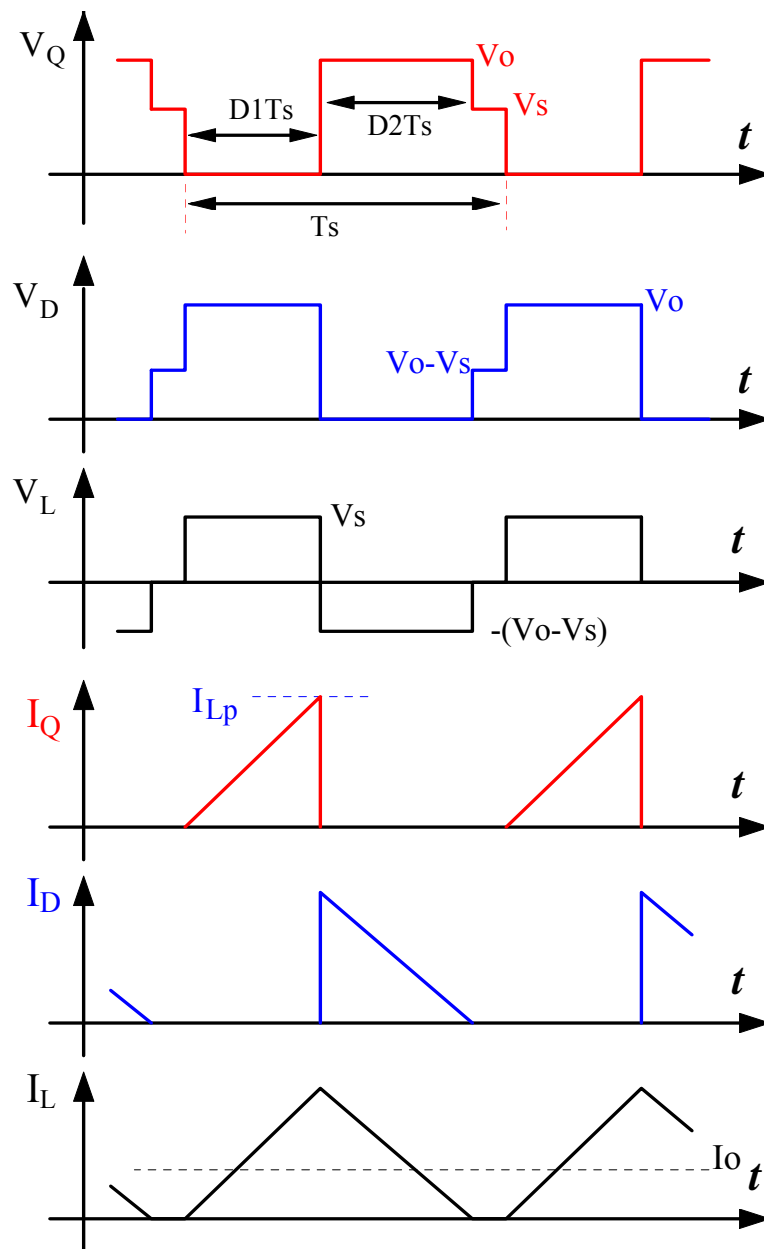
$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1 + \sqrt{1 + 2D_1^2 / \tau_L}}{2}$$

其中： $M = \frac{V_o}{V_s}$ 为BOOST电路的增益。

$$\tau_L = \frac{L}{R_L T_s} \text{ 为无量纲参数。}$$

一般情况下， $\frac{2D_1^2}{\tau_L} \gg 1$ ，

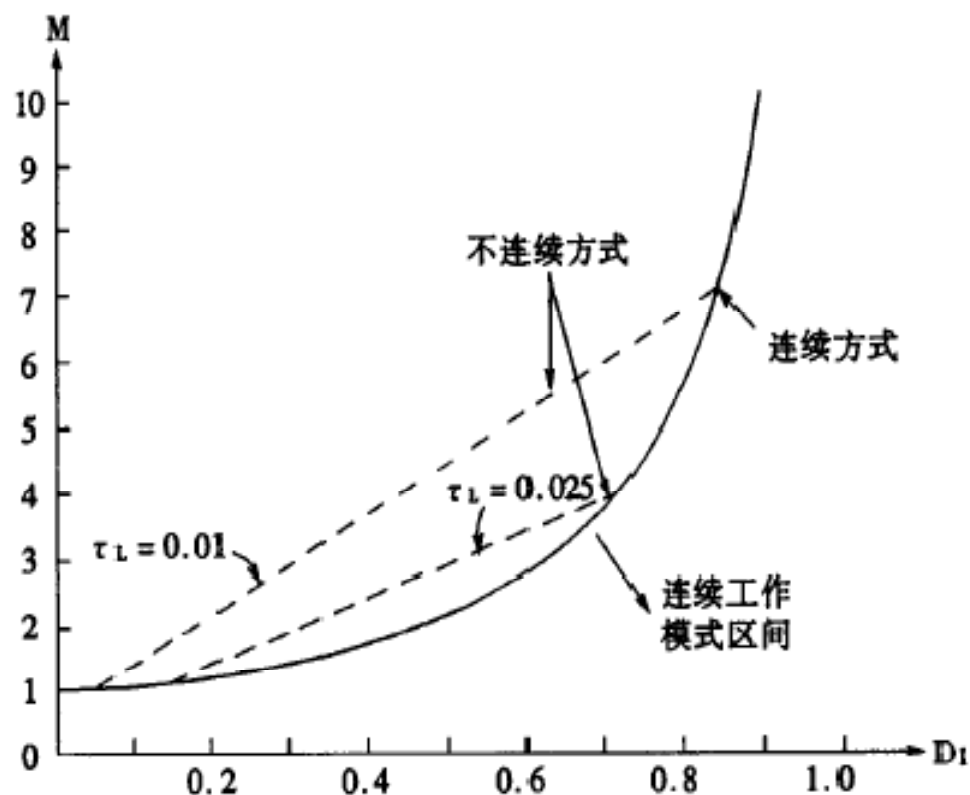
$$\text{故 } M \approx \frac{1}{2} + \frac{D_1}{\sqrt{2\tau_L}}$$



6: BOOST电路

ck-hao

依据BOOST电路连续模式、断续模式的电压增益公式，画出下面的曲线图，使我们能够更直观的理解电压增益的变化规律。



从左图可以看出，连续模式的电压增益曲线是一条近似按指数规律上升的曲线，而断续模式的电压增益曲线则是一条按线性规律上升的直线。这一点与BUCK电路恰好相反。

与BUCK电路一样，同样大小的电压增益，对应的占空比不同，连续模式时最大，断续模式时的变小，且 τ_L 越小，对应的占空比也越小。

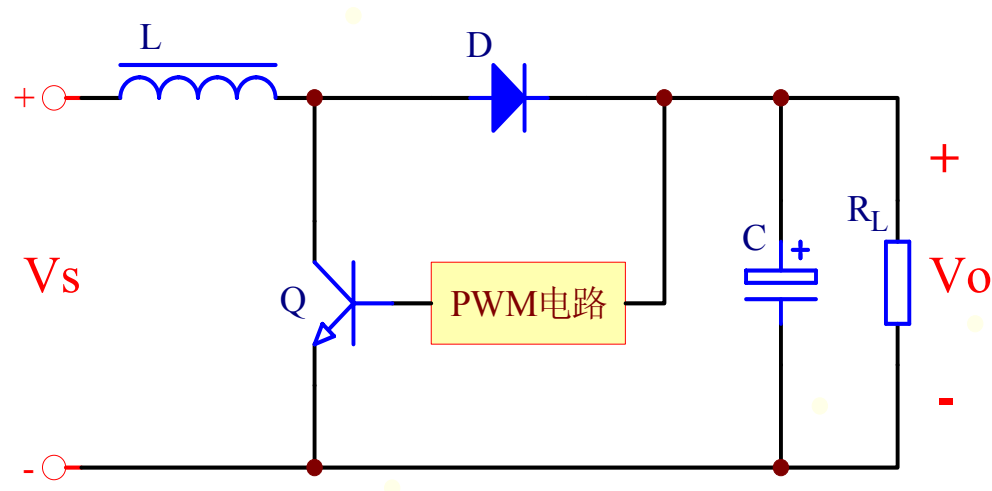
6: BOOST电路

ck-hao

6.5: BOOST电路闭环控制

BOOST电路的方框图见右图。

很显然，BOOST电路的控制也是PWM控制、也是负反馈控制、也是电压反馈控制，这些与BUCK电路完全相同。



所以，BOOST电路的PWM电路、稳压过渡过程等与BUCK电路并没有本质上的区别，可参见BUCK电路的分析。

与BUCK电路不同，BOOST电路几乎没有开环实例，均是闭环控制，主要用于PFC校正电路。

6: BOOST电路

ck-hao

与BUCK电路不同，BOOST断续模式的电压增益曲线一条受 τ_L 控制的直线，故相对于连续模式，PWM控制电路相对简单、调试方便，所以，很多PFC校正电路工作在临界模式、断续模式，但并不能绝对化，BOOST断续模式下的电流应力增大，特别是大功率时，因此，大功率时的BOOST电路又会选择连续模式。

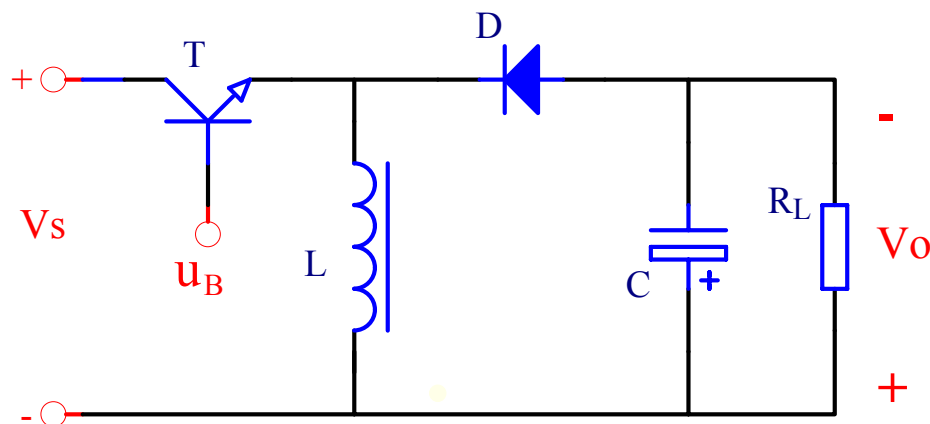
思考4：BOOST电路中电感L传输的功率是多少？

7: 反激变换器

ck-hao

7.1: BUCK-BOOST电路

BUCK电路后串接BOOST电路，简化为一个全新的电路（见右图），此电路被称为BUCK-BOOST电路，也成为升降压电路。



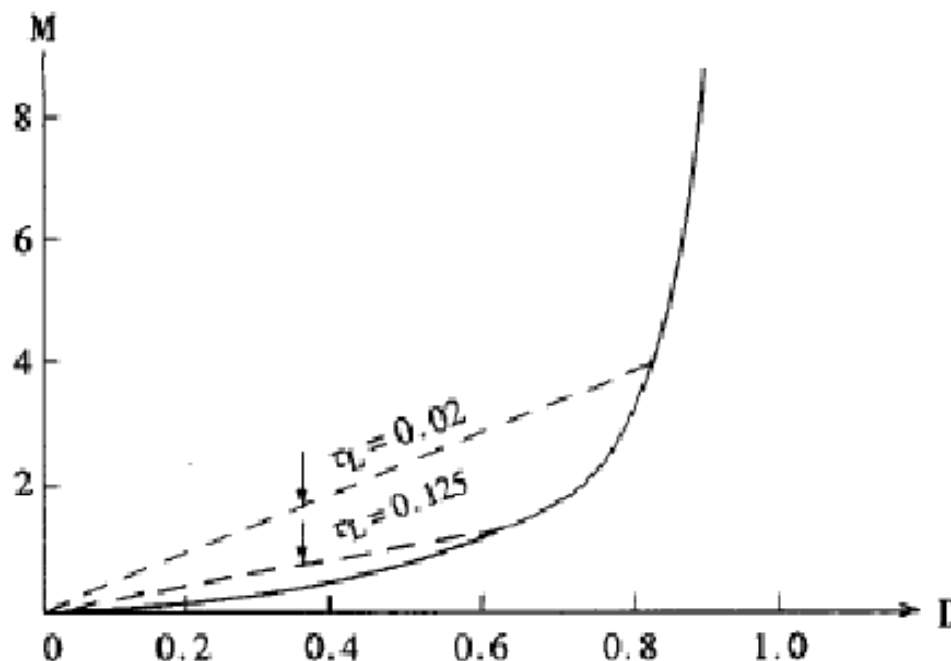
BUCK-BOOST电路在连续模式时的电压增益 $M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1-D}$ ，由此可知，当 $D > 0.5$ 时， $V_o > V_s$ ，当 $D < 0.5$ 时， $V_o < V_s$ ，所以，可以通过调控占空比，即可获大于、等于、小于输入电压的输出电压。BUCK和BOOST电路是做不到这一点的。

BUCK-BOOST电路断续模式时的电压增益 $M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{\sqrt{2\tau_L}}$ ，通过调控占空比 D ，即可获大于、等于、小于输入电压的输出电压，注意，占空比 D 的分界点不再是 0.5 ，而是随 τ_L 的不同而不同。

7: 反激变换器

ck-hao

BUCK-BOOST电路的电压增益曲线见右图。可以看出，与BOOST电路的电压增益曲线相似，只是起点不同。



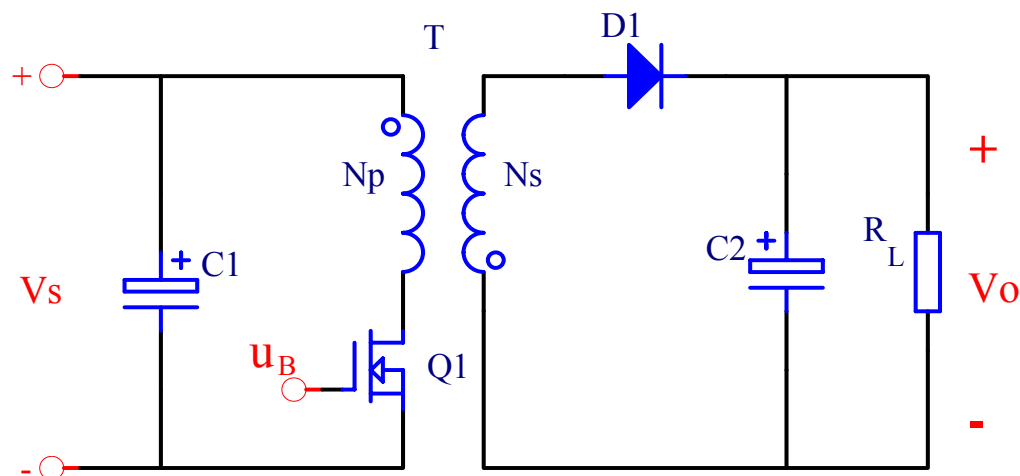
BUCK-BOOST电路是一个输入与输出不隔离的电路，在对安全要求越来越严格的时代，严重限制了BUCK-BOOST电路的应用。如果能够在BUCK-BOOST电路基础上进行改进，使输入与输出完全隔离，其应用场合就会更为广泛。

反激变换器就是在BUCK-BOOST电路基础上发展的、输入与输出完全隔离的电路，而且还有能够多路输出等优点。

7: 反激变换器

ck-hao

7.2: 反激电路



Q1: 开关管，可以调控开通与关断的时间，Q开通时，输入端为负载及电感L提供能量。

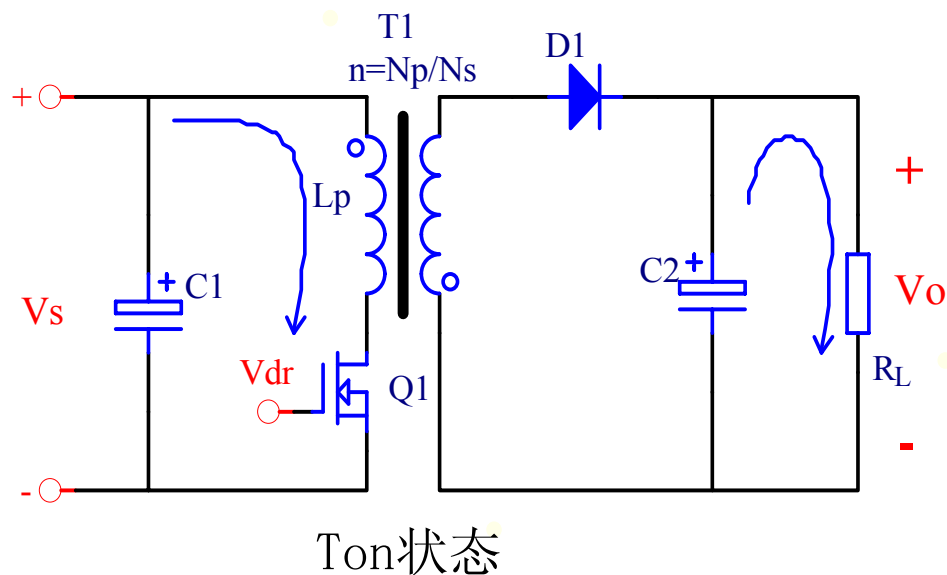
D1: 续流二极管，Q关断时，电感L提供释放能量，续流二极管为电感L提供释放通路。

T: 变压器，实质上是耦合储能电感，原边绕组 N_p 在 T_{on} 时存储能量，副边绕组 N_s 在 T_{off} 时释放所存的能量。

C1: 输入端功率电容， C2: 输出端功率电容。

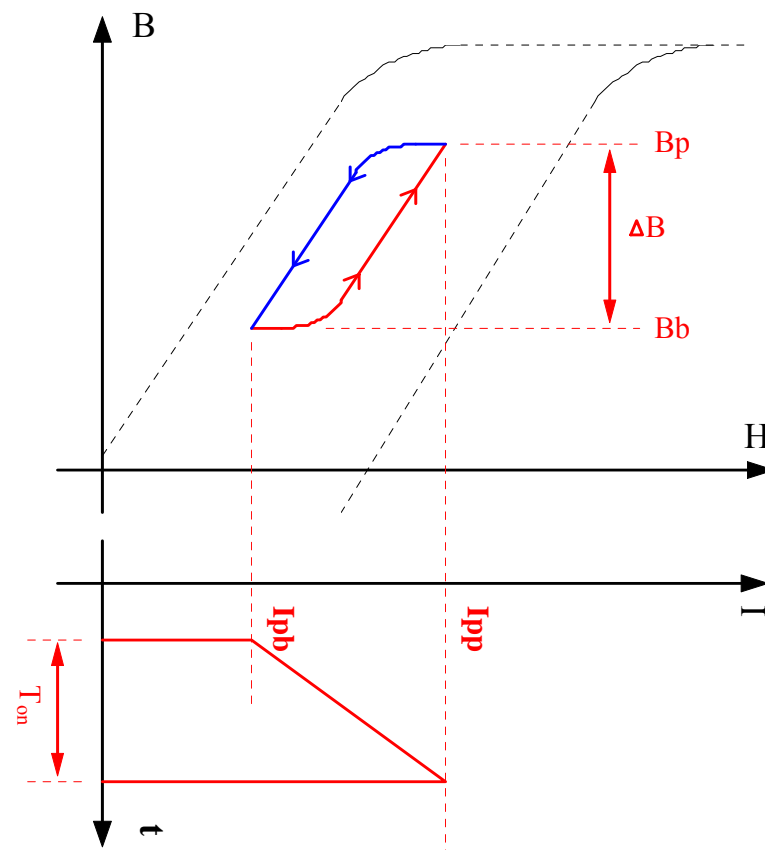
7: 反激变换器

7.3: 反激电路工作状态 (CCM)



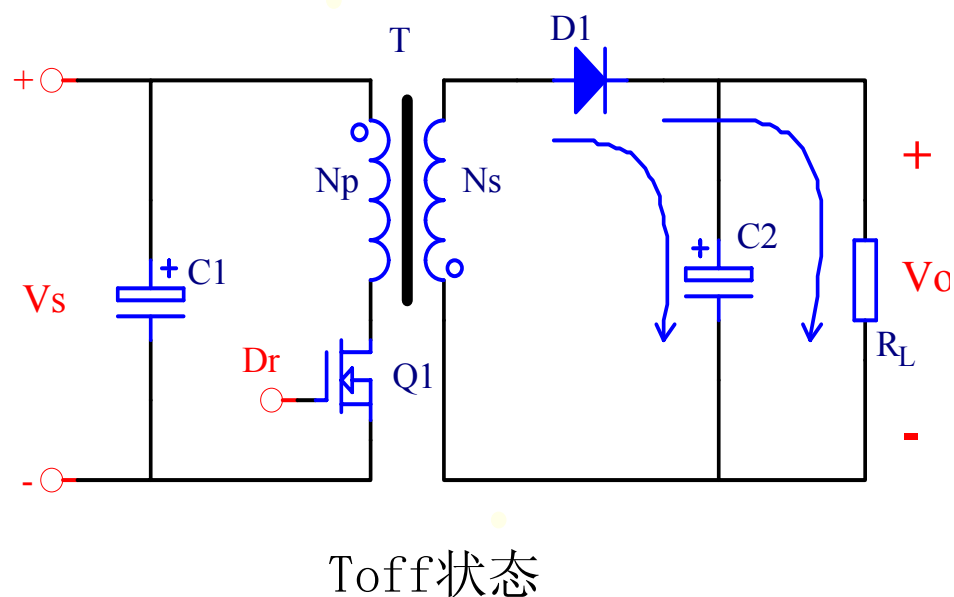
开关管 Q_1 开通，二极管 D_1 反偏截止，此时，变压器通过原边绕组 N_p 在输入电压 V_s 之下存储能量。

T_{on} 期间负载所需的能量由电容 C_2 负责提供。

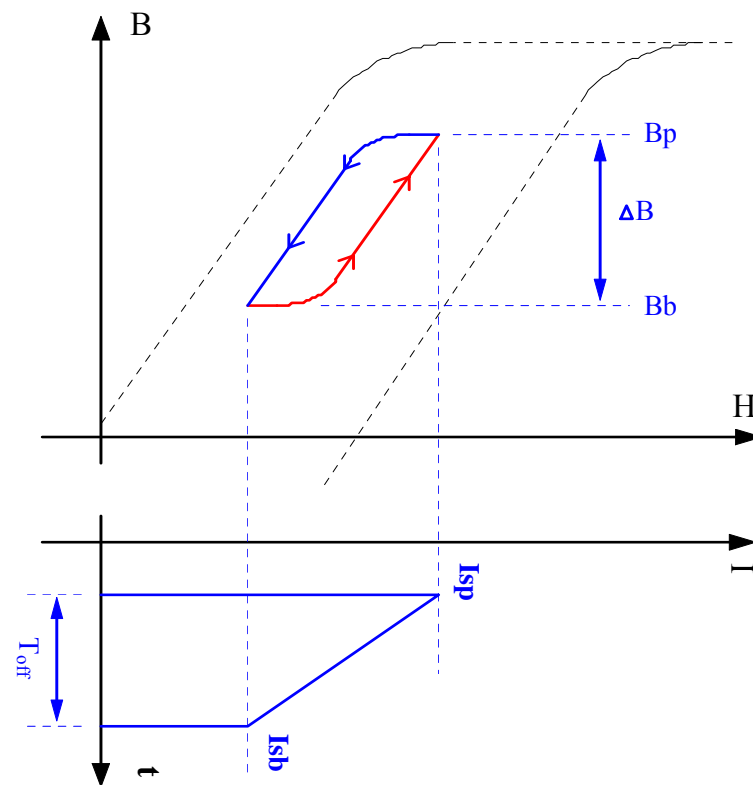


T_{on} 期间，通过变压器的原边绕组 N_p 进行励磁，绕组 N_p 中的电流 $i_p(t)$ 由 I_{pb} 增加到 I_{pp} ，在电流 $i_p(t)$ 的作用下，磁芯中磁场的磁感应强度 B 由 B_b 增加到 B_p ，既磁通增加了 $\Delta \Phi = \Delta B \cdot S$ 。

7: 反激变换器



开关管 Q_1 关断，二极管 D_1 导通，此时，变压器中所存的能量通过副边绕组 N_s 在输入电压 V_o 之下向负载及电容 C_2 释放。



T_{off} 期间，通过变压器的副边绕组 N_s 进行去磁，绕组 N_s 中的电流 $i_s(t)$ 由 I_{sp} 减小到 I_{sb} ，在电流 $i_s(t)$ 的作用下，磁芯中磁场的磁感应强度 B 由 B_p 减小到 B_b ，既磁通减小了 $\Delta \Phi = \Delta B \cdot S$ 。

7: 反激变换器

ck-hao

7.4: 磁通平恒

Ton状态时, 磁通增加了 $\Delta \Phi = \Delta B \cdot S$, 同时 $\Delta \phi = \frac{V_s \cdot T_{on}}{N_p}$ 。

Toff状态时, 磁通减小了 $\Delta \Phi = \Delta B \cdot S$, 同时 $\Delta \phi = \frac{V_o \cdot T_{off}}{N_s}$ 。

而匝比 $n = \frac{N_p}{N_s}$, 故推导出:

$$D = \frac{nV_o}{nV_o + V_s} \quad \text{或} \quad n = \frac{V_s}{V_o} \cdot \frac{D}{1-D}$$

由此可知, 先给定匝比n、Vs, 就可算出占空比D, 如果先给定占空比D、Vs, 也可以算出匝比n。

在 V_{smin} 时, 占空比 D_{max} , 并由此确定匝比n, 匝比n取整后, 对 D_{max} 、 V_{smin} 进行适当的校正, 并予以确定。

7: 反激变换器

ck-hao

Ton状态时，开关管Q1开通，二极管D1反偏截止，此时，变压器通过原边绕组Np在输入电压Vs之下进行存储能量。存储的能量为：

$$J_1 = \int_{B_b}^{B_p} H dB$$

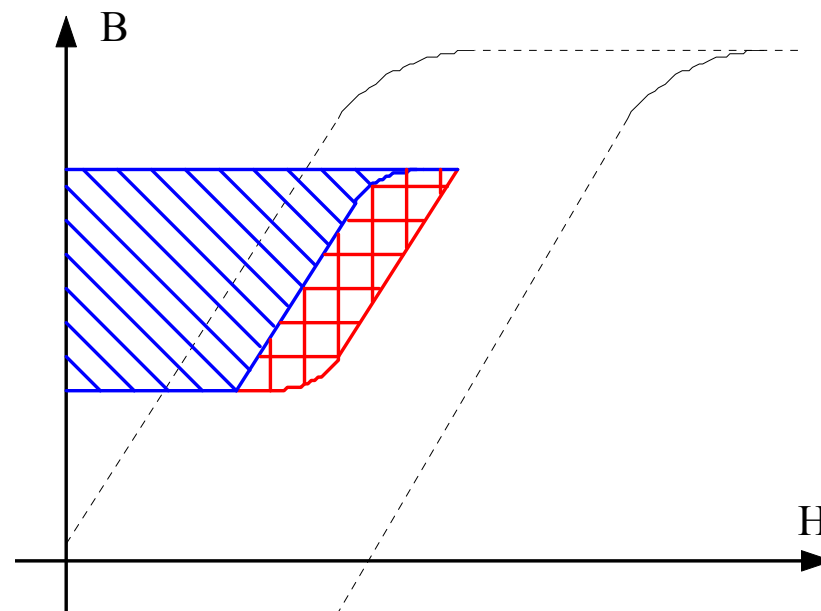
即右下图红色区域与蓝色区域之和。

Toff状态时，开关管Q1关断，二极管D1导通，此时，变压器中所存的能量通过副边绕组Ns在输入电压Vo作用下向负载及电容C2释放。释放的能量为：

$$J_2 = \int_{B_b}^{B_p} H dB$$

即右图中蓝色区域。

Ton状态时存储的能量大于Toff状态时能量，即右图中红色的区域，故红色区域部分的能量就是磁芯的磁滞损耗。



7: 反激变换器

ck-hao

7.5: 反激电路波形图

反激电路中变压器的原副边绕组的电压、电流的波形图见右图。

在这里需要强调的是 I_{pp} 与 I_{sp} 的关

系:
$$\frac{I_{pp}}{I_{sp}} = \frac{N_s}{N_p} = n$$

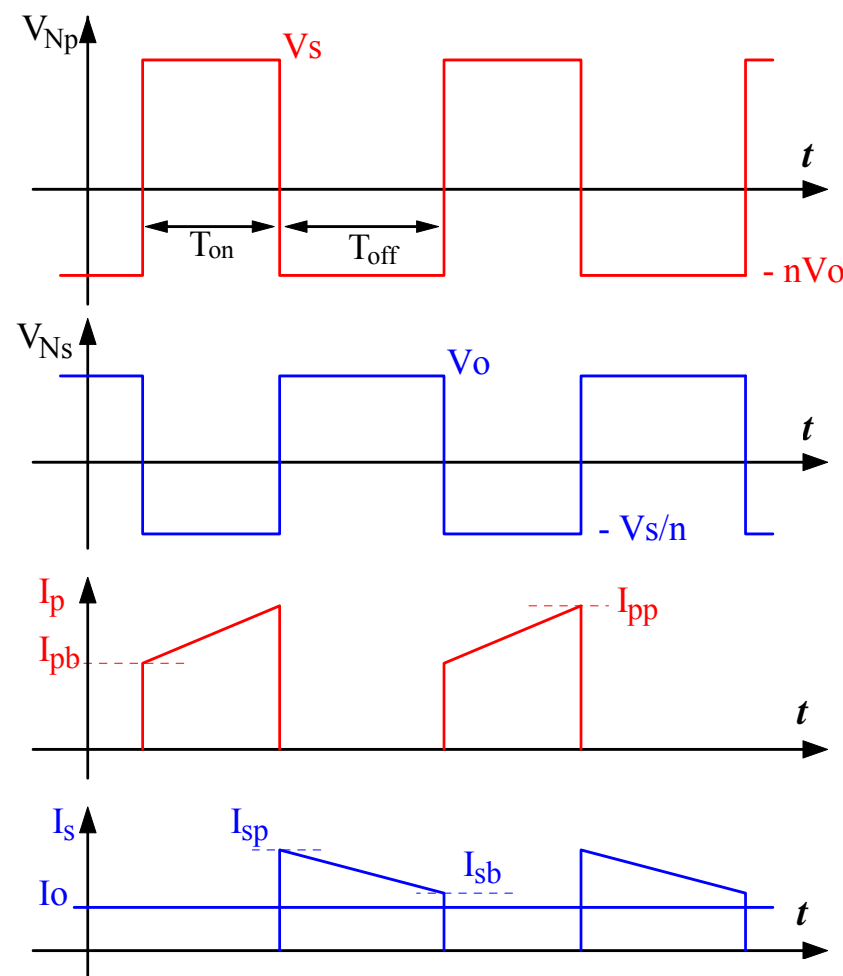
反激变压器中的磁能是通过原边绕组存入的, 其数值为:

$$J_{on} = \frac{1}{2} L_p I_{pp}^2$$

是通过副边绕组释放的, 其数值为:

$$J_{off} = \frac{1}{2} L_s I_{sp}^2$$

由 $L_p = n^2 L_s$ 可推导出上述的电流比值关系式。



7: 反激变换器

ck-hao

反激电路中开关管Q1的电压 V_{ds} 、
电流 I_{ds} 的波形图见右图。

由此可知，开关管Q1的电压 V_{ds}
在 V_{smax} 时到达最大值：

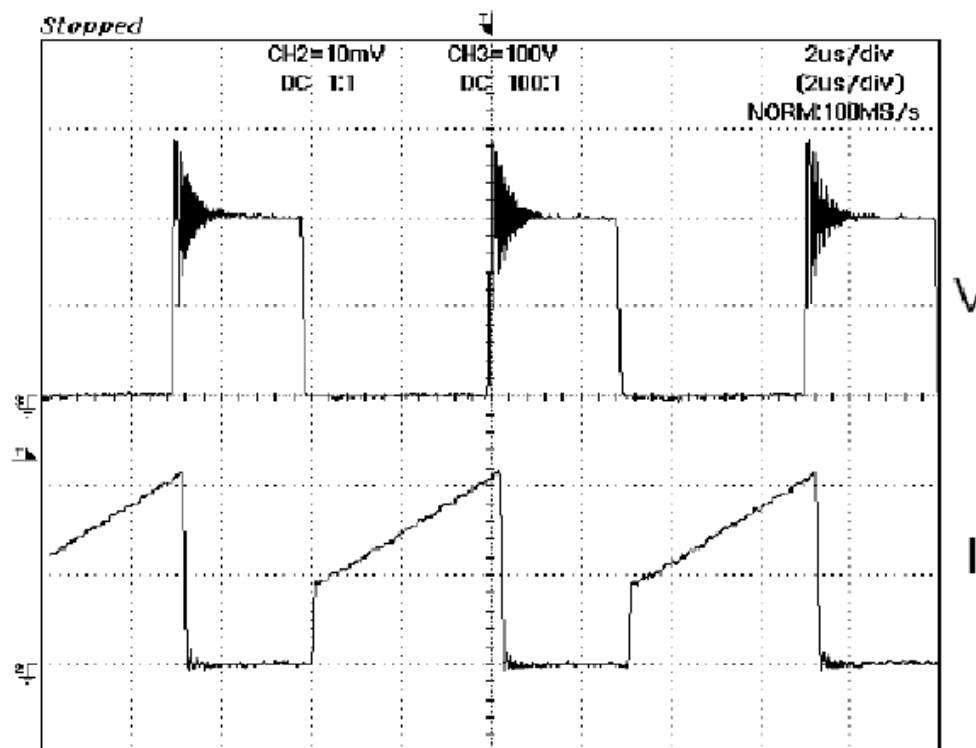
$$V_{dsmax} = V_{smax} + n \cdot V_o + V_p$$

其中 V_p 在关断时因漏感引起的
振荡尖峰电压。

开关管Q1的电流 I_{dsmax} 的则在
 V_{smin} 时到达最大值：

$$I_{dsmax} \approx \frac{P_o}{\eta \cdot V_{smin} \cdot \sqrt{D_{max}}} \quad \text{其中 } P_o \text{ 为额定输出功率, } \eta \text{ 为效率, } D_{max} \text{ 为最大占空比。}$$

思考5: 控制 $\frac{V_p}{n \cdot V_o + V_s}$ 在多大比例是适中?



7: 反激变换器

ck-hao

反激电路中整流二极管D1的反向电压 V_R 、正向电流 I_F 的波形图见右图。

由此可知，二极管D1的反偏电压 V_R 在 V_{smax} 时到达最大值：

$$V_{Rmax} = V_o + \frac{V_{smax}}{n} + V_{pp}$$

其中 V_{pp} 为关断时因副边电路寄生的电感引起的振荡尖峰电压。

二极管D1正向电流 I_F 的有效值则在 V_{smin} 时到达最大值：

$$I_{Fmax} \approx \frac{I_o}{\sqrt{1-D_{max}}} \quad \text{其中 } I_o \text{ 为额定输出电流。}$$

开关管Q1、二极管D1就是以这两个电压、电流参数外加一定的降额来选取的，同时还要注意封装型式、散热方式等方面的要求。

7: 反激变换器

ck-hao

7.6: 电容的选取

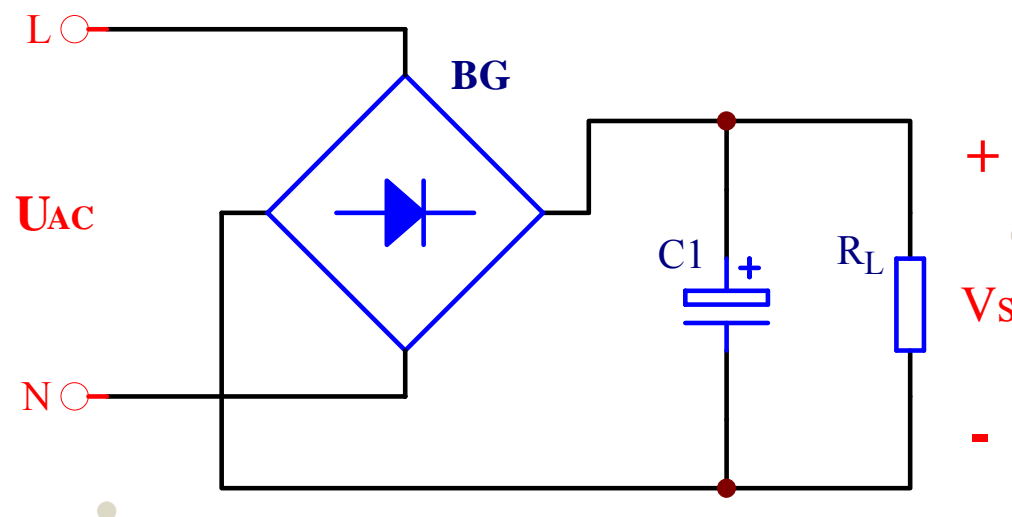
输入电容C1的选取:

如上所述, DC-DC电路的 $V_{s\min}$ 、 D_{\max} 已经确定, 此时的DC-DC电路及输出负载对于输入电容C1来讲, 可以用一个电阻 R_L 来等效替换。

$$\text{电阻: } R_L = \frac{V_{s\min}^2 \cdot \eta}{P_o}$$

$$\text{从P}_{18}\text{的波形可推出: } \frac{\sqrt{2}U_{AC\min} - V_{s\min}}{\sqrt{2}U_{AC\min}} = \frac{T_{s\max}/2}{3R_L C}$$

$$\text{进而得出: } C \geq \frac{T_{s\max} \sqrt{2}U_{AC\min}}{6R_L(\sqrt{2}U_{AC\min} - V_{s\min})}$$



其中: $U_{AC\min}$ 为最小交流输入电压, $T_{s\max}$ 为最小交流频率的周期。

7: 反激变换器

ck-hao

输出电容C2的选取:

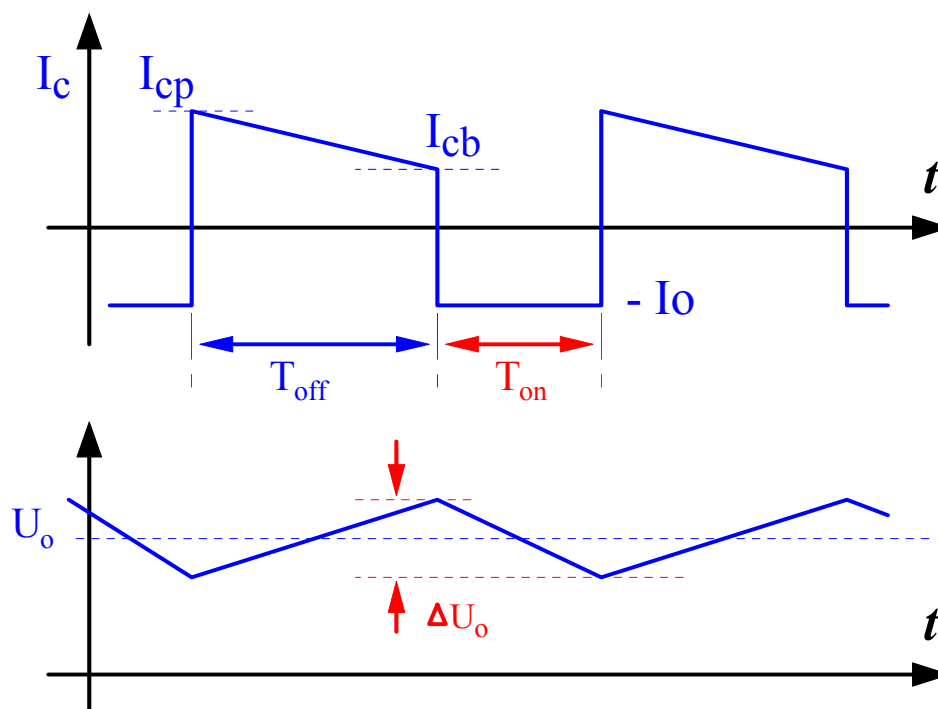
输出电容C2的选取与输出纹波电压有效值 ΔV_{orms} 有直接关系, 同时还要受到输出电容允许的最大纹波电流限制, 另外, 输出纹波电压的峰峰值与输出电容的容量、ESR值也有一定的关系。

如果输出纹波电压有效值 ΔV_{orms} 给定, 从右图可以推出:

$$\Delta V_{rms} = \frac{\Delta V_o}{2\sqrt{3}} = \frac{I_o \cdot T_{onmax}}{2\sqrt{3} \cdot C_2}$$

故:
$$C_2 \geq \frac{I_o \cdot T_{onmax}}{2\sqrt{3} \cdot \Delta V_{orms}}$$

注: 从上图可知, U_{ACmin} 、满载时 ΔV_o 最大。



7: 反激变换器

ck-hao

从上页右图也可以推出输出电容C2中的纹波电流有效值:

$$\Delta I_{crms} = I_o \sqrt{D_{on} + \frac{D_{on}^2}{1 - D_{on}}}$$

从上式可以得知, ΔI_{crms} 与 D_{on} 成正比, 故 U_{ACmin} 、满载时 ΔI_{crms} 最大, 其最大值为:

$$\Delta I_{crmsmax} = I_o \sqrt{D_{onmax} + \frac{D_{onmax}^2}{1 - D_{onmax}}}$$

查电解电容资料手册, 任何一个型号的电容都有“额定纹波电流”, 根据 $\Delta I_{crmsmax}$ 小于“额定纹波电流”的原则, 选取某个型号的电容, 可以保证这个型号的电容能够长时期、可靠的工作, 否则, 会因其纹波电流过大, 导致电解液温度过高, 很快就会因电解液干枯而失效。

思考6: 电解电容的额定纹波电流是怎样定义的?

7: 反激变换器

ck-hao

输出电容C2的寄生参数ESR对纹波电压也有比较大的影响，ESR越大，纹波电压也随之变大。

电解电容的寄生参数ESR可以在电解电容资料手册上查到，但资料手册一般只给定-20°C时的ESR值，温度下限-40°C时的ESR值最大，但却没有给出，所以，判断寄生参数ESR对纹波电压的影响只能进行定性分析。

电解电容的寄生参数ESR大小首先是与电容的容量成反比，容量大，ESR小；其次与生产厂家密不可分，品牌不同，ESR大小不等；再次与产品的尺寸有关，不同尺寸的产品，ESR也有一定的差异；ESR大小还会与电容的耐压值有关，等等。

AC-DC开关电源的工作频率一般在100k左右，故输出电容C2中的纹波电流也是100k左右，所以，选电解电容一定要选高频低阻类的电解电容。

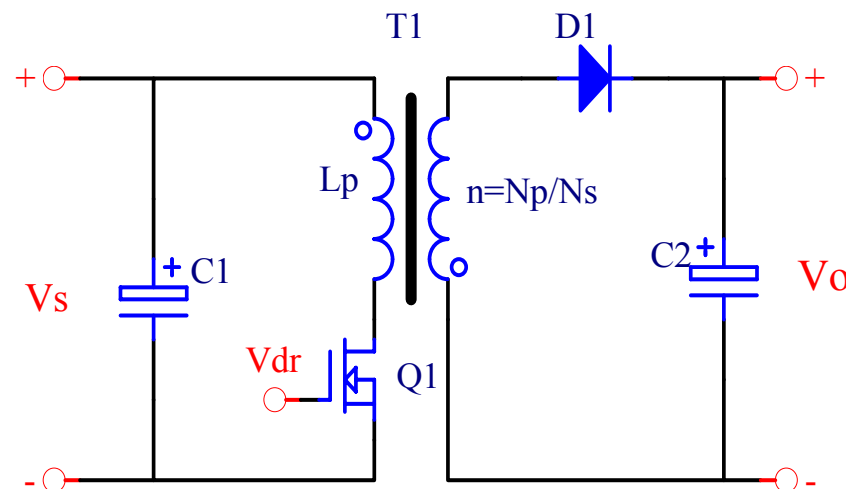
7: 反激变换器

ck-hao

7.7: 变压器设计

首先强调的是：反激变换器的变压器是一个耦合电感器，具有两个绕组，其中一个绕组负责存储能量，另一个负责释放能量。

在设计变压器时， f_s 、 V_{smin} 、 V_{smax} 、 V_o 、 I_o 、 η 、 D_{max} 及 L_p 等参数需要事先确定。



设计变压器时，首先要确定所用的磁芯，包括磁芯的材质、类型、尺寸等等。

变压器是用于能量传输，故铁氧体磁芯只能选取以TDK的PC30、PC40为代表的功率锰锌铁氧体，这一点我们没有选择的余地。

铁氧体磁芯的结构有很多，如EE、ER、PQ、EFD等，又有立式、卧式、平面式之分，要根据所允许的空间尺寸来选取。

7: 反激变换器

ck-hao

选用多大尺寸的磁芯？要根据 f_s 、 P_o 、 B_{max} 等参数来确定，如果没有一点经验积累，可按AP值法来选取，只是这种方法过于抽象，实用性不强，多用于纸上谈兵，在实际工程设计时很少被熟手使用。

一般是根据 f_s 、 P_o 、 B_{max} 等与磁芯类型、尺寸的对应关系（根据个人或他人的经验），初步确定一个磁芯类型、尺寸，结合其他的一些要求，初步选定磁芯的材质、类型、尺寸。

反激变压器的匝比 n 是依据磁通平衡确定的，要在 V_{smin} 、 D_{max} 下进行计算。在7.4节中，已经详细讨论了磁通平衡的问题，并由此推导出：

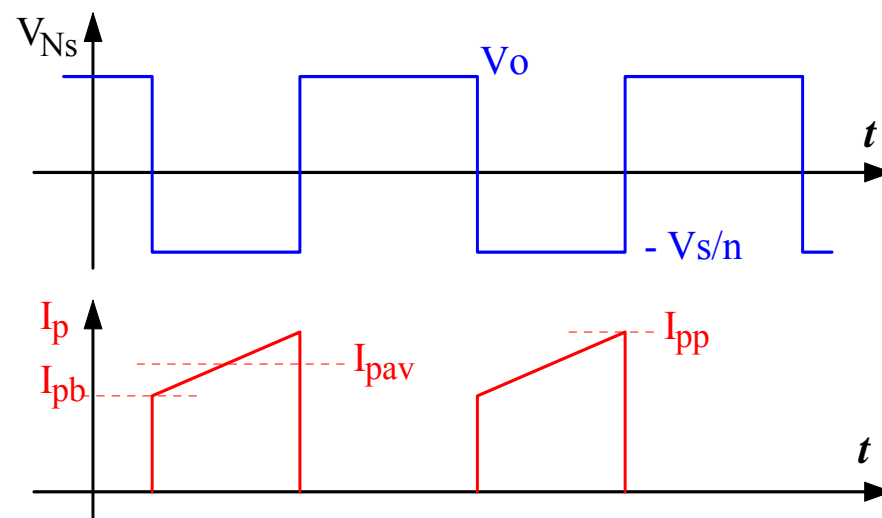
$$n = \frac{V_{smin}}{V_o} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}}$$

但原副匝数 N_p 、 N_s 都是整数，故实际的匝比 $n=N_p/N_s$ 不可能恰好等于计算值，所以，需要进行校正，要以实际的匝比 $n=N_p/N_s$ 为基准对 D_{max} 进行微调，只要对 D_{max} 的调整不超出你的控制范围即可，否则，就要重新选定原副 N_p 、 N_s 的匝数。

7: 反激变换器

ck-hao

反激变压器的电感量 L_p 的确定：反激变压器的电感量 L_p 一定是指原边绕组的电感量。反激变压器的电感量 L_p 是变换电路的一个重要参数，可根据相关的电路参数予以算出，并以此绕制反激变压器。



反激变压器电感量 L_p 的计算要在 V_{smin} 、 D_{max} 下计算。

从电感能量传输的角度看，电感中的电流在 $I_{pb} \approx 0.6I_{pp}$ 时，电感会处于最优的工作状态。

因 $P_o = P_{in} \cdot \eta = V_{smin} \cdot I_{pav} \cdot D_{max} \cdot \eta$ ，故 $I_{pav} = \frac{P_o}{V_{smin} \cdot D_{max} \cdot \eta}$

而 $\Delta I_p = I_{pp} - I_{pb} = 0.5 \cdot I_{pav}$

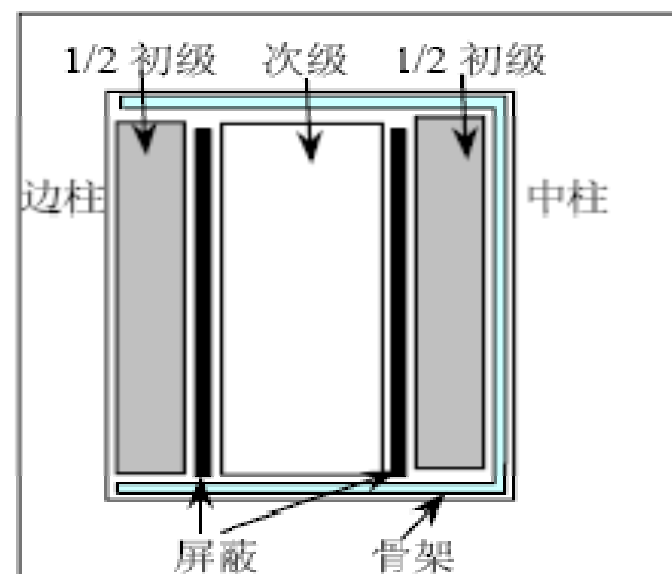
电感量 $L_p = \frac{V_{smin} \cdot D_{max} \cdot T_s}{\Delta I_p} = \frac{2 \cdot V_{smin} \cdot D_{max} \cdot T_s}{I_{pav}}$

7: 反激变换器

ck-hao

变压器的磁芯确定后，查找其有效的横截面积 A_e ，有效横截面积 A_e 是确定原副匝数 N_p 、 N_s 所必须的参数，其他的 l_e 、 V_e 、 A_L 等参数暂时不需要。

变压器原副绕组的结构见右图，三明治绕法是我们的首选，如有特殊的目的与需求，可依据具体要求而采取相应的特殊绕组结构。



设计变压器时，首先要确定原绕组匝数 N_p ，以变压器磁芯在任何状态下都不能饱和为前提。

磁芯的饱和磁感应强度 B_s 随磁芯材质的不同而不同，但功率铁氧体磁芯在 120°C 时的饱和磁感应强度 B_s 都会大于 3800Gs ，如果把工作时的最大磁感应强度 B_{max} 控制在 2800Gs 之下，可以保证变压器的磁芯不会饱和。如受其他因数所制约，最大磁感应强度 B_{max} 大于 2800Gs 时，需要特别慎重，要在理论上确保、要在试验中验证。

7: 反激变换器

ck-hao

稳态工作时的最大磁感应强度: $B = \frac{L_p \cdot I_{pp}}{N_p \cdot A_e}$

中 I_{pp} 随输入电压 V_s 、输出负载 I_o 的变化而变化, 可以推出在CCM模式下, V_{smin} 、 I_{omax} 时, I_{pp} 达到最大值 I_{ppmax} 。

由此可以得知: $N_p = \frac{L_p \cdot I_{ppmax}}{B_{max} \cdot A_e}$

进而根据匝比得到副边匝数 N_s : $N_s = \frac{N_p}{n}$

因需对原副边匝数 N_p 、 N_s 进行取整, 故匝比 n 、 B_{max} 都会随之发生变化, 进而导致其他参数也随之变化。

所以, 原副边匝数 N_p 、 N_s 的取整要慎重, 通常先对 N_s 取大整数, 然后再根据 $N_p = n \cdot N_s$ 算出 N_p , 再对 N_p 取大整数, 这样导致匝比 n 的变化最小, 故对 B_{max} 等影响比较小。因原副边匝数 N_p 一般会大于上述的计算值, 故最大磁感应强度一般会小于 B_{max} , 但不能仅仅估计了事, 一定要进行核算。

7: 反激变换器

ck-hao

单匝电感量 A_L 是磁芯的固有参数，在确定磁芯的型号后可以在磁芯手册上到，单位是 Nh/N^2 。原边绕组的匝数 N_p 确定后，其电感量为：

$$L'_p = A_L \cdot N_p^2 (nH)$$

原边绕组 N_p 的电感量 L_p 是根据原边绕组 N_p 中电流的波型确定的，既是按能量传输的大小来确定的，因此，当 $L_p < L'_p$ 时，必须改变磁芯的 A_L 值，使 $L_p = L'_p$ 。

在磁芯的中柱开一个气隙后，因退磁效应，磁芯的 A_L 值会减小，气隙开的越大， A_L 值减小的越显著，因此，开一个适当的气隙，使 $L_p = L'_p$ ，即可获得我们所要求的电感量。

适当的气隙是多大，完全可以通过计算而得到，没有实际意义，更实际的方法是在磨气隙时时刻测量，只要 $L_p \approx L'_p$ ，此时的气隙就是适当的，至于气隙是多大？根本不需要。

思考7：磁芯开气隙后，电感的能量主要存在哪个部位？

7: 反激变换器

ck-hao

在7.5节中，已经给出了变压器原副边绕组 N_p 、 N_s 中的电流波型，可以看出，既不是直流，也不是正弦交流，而是频率为 f_s 的梯形波。

我们知道，高频的正弦交流电流流经导体时，因电磁感应所致，电流在越临近导体表面时密度越大，在越趋向导体中心时密度越小，这种现象称为趋肤效应。

在120°C时的趋肤深度： $\Delta = \frac{7.9}{\sqrt{f_s}} (cm)$ 。

因此，对于高频大电流的导体，不能只考虑其直流阻值，还必须考虑其交流阻值，在保证总面积不减小的条件下，选用多股直径小于 2Δ 的细线用的方法来减小导体的交流电阻，降低其交流的铜损。

高频梯形波电流的趋肤效应比正弦交流电流更严重，这一点通过简单的付立叶变换就能证明，所以，梯形波的趋肤深度 Δ' 要比正弦交流的 Δ 更小，一般按 $\Delta' = \Delta \cdot 80\%$ 估算。

思考8： 电流密度 $4 \sim 8A/mm^2$ 指交流，还是指高频梯形波电流密度？

7: 反激变换器

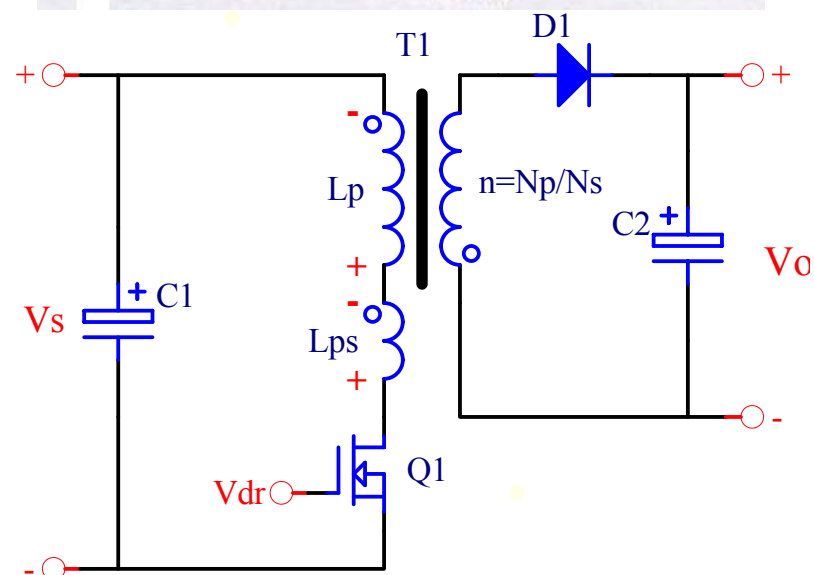
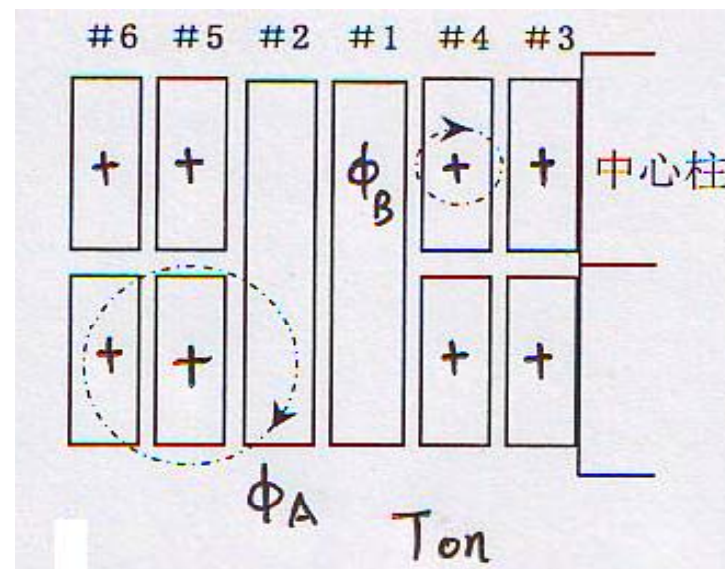
ck-hao

7.8: 吸收回路

T_{on} 状态时，原边绕组的电流会产生 Φ_A 与 Φ_B 两类磁通（见右上图）， Φ_A 与副边绕组链接，所存能量可由副边绕组释放，而 Φ_B 不与副边绕组链接，所存的能量只能由原边绕组自己在 T_{off} 状态时释放， Φ_B 所对应的等效电感就称为反激变压器的漏感 L_{ps} 。

考虑到反激变压器漏感 L_{ps} 的反激变换器电路图见右下图。

T_{off} 状态时，开关管Q1关断，从右下的反激电路图可以看出，没有释放 L_{ps} 所存能量的路径，所以， L_{ps} 的端电压（下正上负）无限制的增大，直至击穿Q1的DS端，打通一条释放 L_{ps} 所存能量的路径。

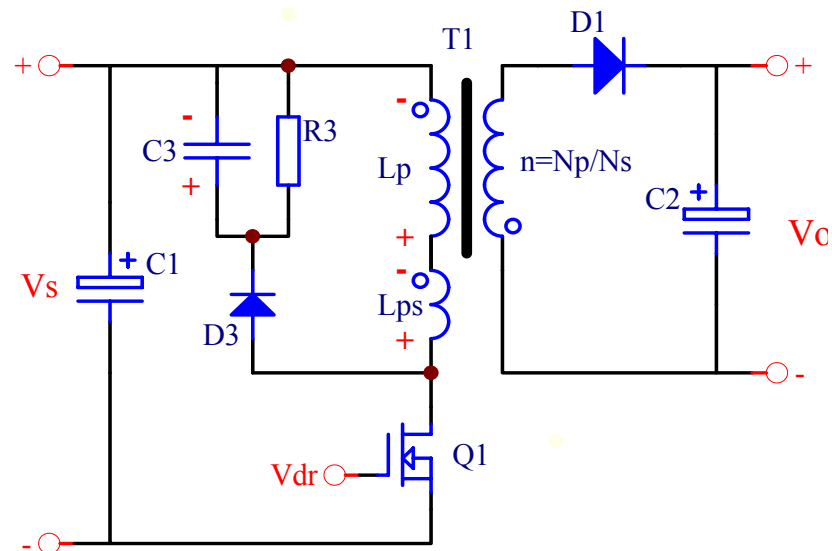


7: 反激变换器

ck-hao

为防止Q1被击穿，在原边绕组两端并联一个RCD电路，为漏感 L_{ps} 提供释放其所存能量的通路。其电路图见右上图。

Q1关断后，漏感 L_{ps} 在端电压作用下释放能量给电容C3，待其能量释放完毕后，因D3的截止，漏感 L_{ps} 处于零能量状态。



R3损耗的功率 $P_{R3} = \frac{V_{C3}^2}{R_3}$ ，此能量是由 L_{ps} 与 L_p 共同提供的，当 $V_{C3} = 2nV_o$ 时， L_{ps} 与 L_p 各提供一半，当 $V_{C3} > 2nV_o$ 时， L_{ps} 的能量占多数，当 $V_{C3} < 2nV_o$ 时， L_p 的能量占多数，从效率的角度考虑，希望 V_{C3} 能够大一点。

因此，按 V_{smax} 、满载时 $V_{C3} = 2nV_o$ 选定R3的阻值，既先计算出 V_{smax} 、满载时 L_{ps} 的功率 P_{Lps} ，然后按 $R_3 = 2n^2V_o^2 / P_{Lps}$ 选阻值，再从 V_{smin} 、半载开始调试，看看开关管Q1的 V_{ds} 尖峰最大值有多大？看看开关管Q1的 V_{DSS} 供余量是否不足？如不足，适当减小R3的阻值。

7: 反激变换器

ck-hao

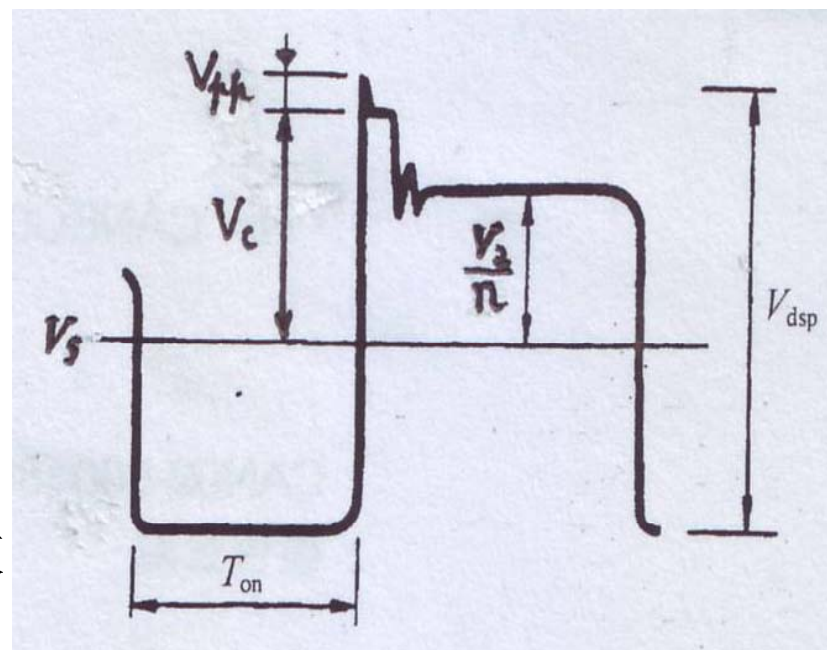
开关管Q1的 V_{ds} 波型见右图，从其电压应力角度考虑， V_{C3} 当然是小一点好，因为开关管Q1的： $V_{ds} = V_s + V_{C3} + V_{pp}$

其中 V_{pp} 在关断时振荡尖峰的电压。

因此，开关管Q1的：

$$V_{DSS} \geq V_{s\max} + 2 \cdot n \cdot V_o + V_{pp}$$

振荡尖峰 V_{pp} 可根据经验暂定为50v，并依此外加20%的余量来选开关管Q1的 V_{DSS} 。



产生振荡尖峰电压 V_{pp} 的原因是漏感 L_{ps} 中的能量，把漏感 L_{ps} 控制的尽可能小是上述分析的基础。

注意，确定开关管Q1的 V_{DSS} 时，不能仅考虑稳态状态，还要考虑启机、负载动态变化、输出短路等特殊状态。

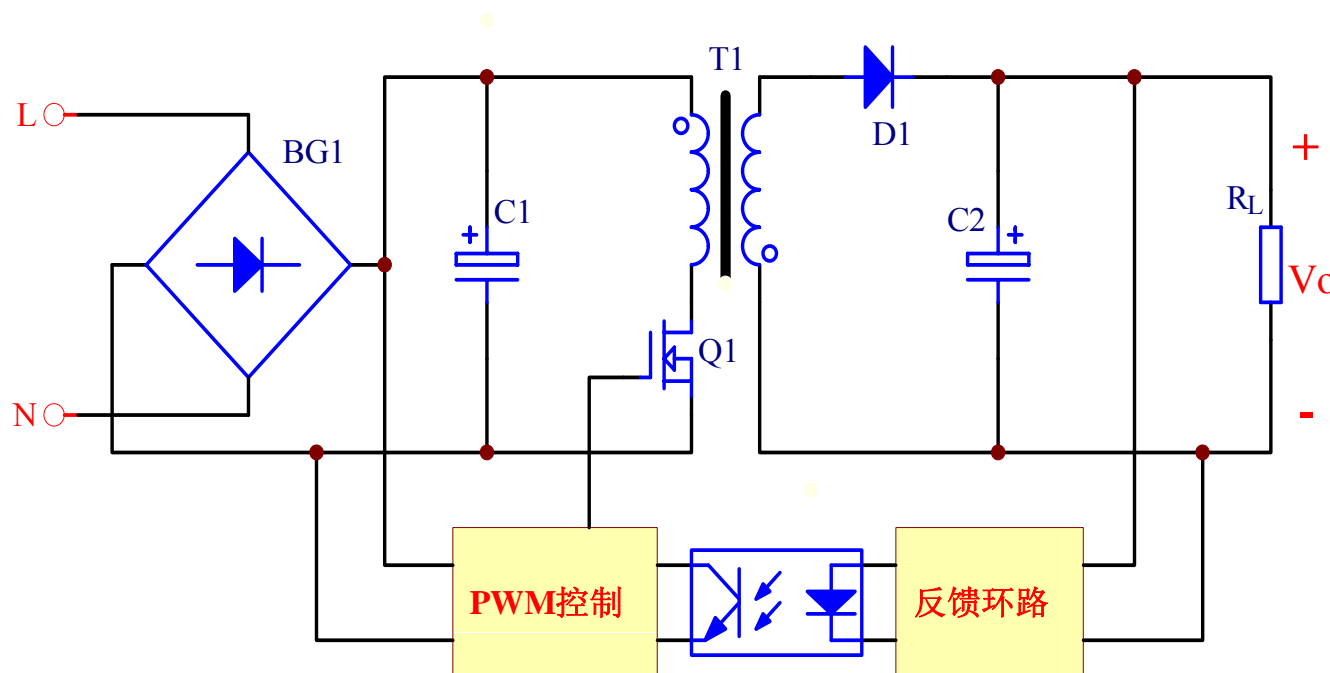
思考9：在实际调试中，可能因 V_{DSS} 的余量过大等原因， V_{C3} 还可以再调高一些，调还是不调？为什么？

7: 反激变换器

ck-hao

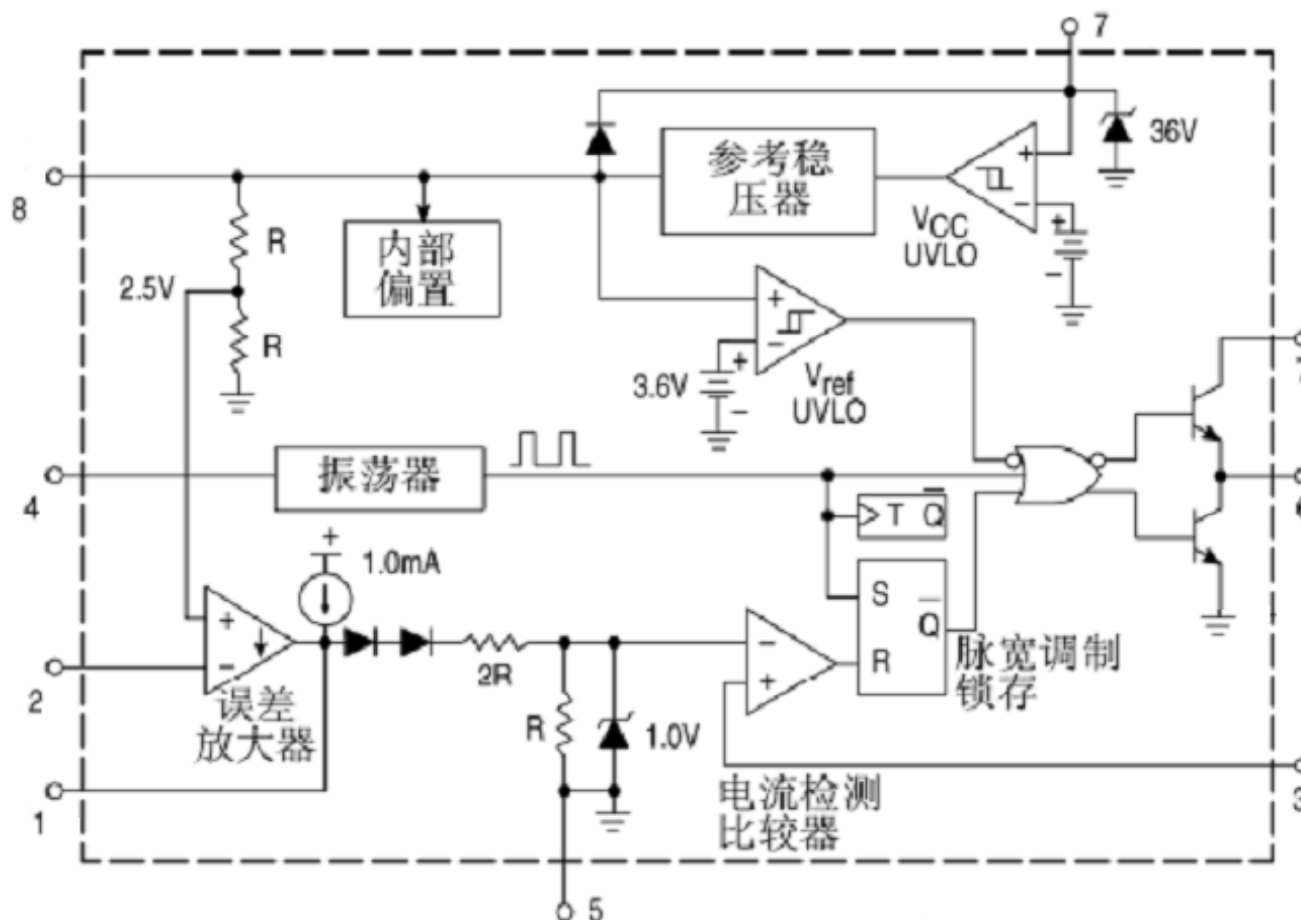
7.9: PWM IC

反激电路脉宽调制电路一般都由厂家予以集成化，这种集成电路（IC）一般简称为PWM IC，最常用的PWM IC是UC3842，现在PWM IC种类有很多很多，我们也无法、也无需都予以深入研究，但对UC3842的逻辑功能必须予以深入细致的研讨，以达到触类旁通的效果。



7: 反激变换器

ck-hao



UC3842的内部功能方框图见上图，各引脚地名称、各种功能与逻辑关系详ON的UC3842的中文Datasheet。在这里只讨论两点：电流模式与脉宽调制锁存的逻辑关系。

7: 反激变换器

ck-hao

电压模式：仅有一个电压反馈环，输出电压的反馈信号与基准三角波进行比较，并由比较器的输出高低电位控制开关管的开通与关断。

在**5.4节**中，以BUCK电路为例，对电压模式的调控过程作了比较详细的描述，对于其它拓扑电路，只要是电压模式，其调控过程与BUCK电路的完全相同。

电流模式：从UC3842的功能方框图可知，不仅有电压反馈环，还有电流反馈环，用逐个周期的电流反馈信号与作为基准的输出电压的反馈信号进行比较，并由比较器的输出高低电位控制开关管的开通与关断。

用电压反馈信号接到2脚或直接接到1脚，使1脚电位与输出电压成反比，既输出电压上偏，1脚电位下降，输出电压下偏，1脚电位上升，再通过分压、稳压等对比较器的反相端电位进行控制。逐个周期的电流反馈信号接到3脚，即比较器的同相端，当电流反馈信号高于反相端电位时，比较器输出端为高电位，通过锁存器、或门、图腾柱等关断开关管，直至下一个周期。

7: 反激变换器

ck-hao

脉宽调制锁存的逻辑关系：振荡器输出的时钟脉冲下降沿是一个开关周期的开始，故下降沿触发脉宽锁存器，置 \bar{Q} 为“0”，使6脚输出为“1”，既开通开关管。当电流检测比较器输出端由“0”跳变到“1”时，上升沿触发脉宽锁存器，置 \bar{Q} 为“1”，使6脚输出为“0”，既关断开关管。

振荡器输出的时钟脉冲上升沿则通过或门直接使6脚输出为“0”，将开关管关断，而不管电流检测比较器输出端是什么状态，既最大的占空比由振荡器输出的时钟脉冲所决定，时钟脉冲越宽，最大占空比越小，时钟脉冲的宽度就是死区时间。

但要注意，在UC3842的功能方框图中，有关脉宽调制锁存部分的电路过于简单，上述的逻辑功能没有能够完全体现，如有兴趣，可根据数字电路的相关知识，画出完整的逻辑电路图。

思考10：电流模式有什么优缺点？

7: 反激变换器

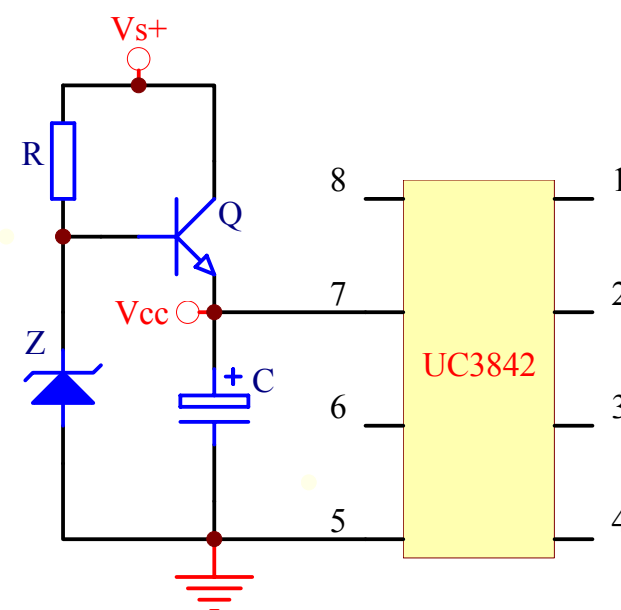
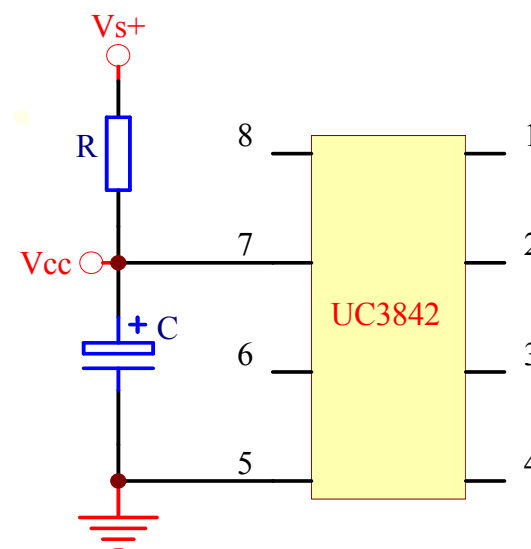
ck-hao

7.10: 启机与辅助供电

要使UC3842开始工作，进而控制开关管的开通与关断，就必须先对电容C进行充电，当 V_{cc} 达到16V时，UC3842才能开始工作，因此，必须有电阻R接到输入电压正端(V_{s+})，才能通过电阻R对电容C进行充电。

直接用电阻R启机的一个缺点是正常工作时电阻R上仍有一些功率损耗，右图就是一个改进电路，此时，电阻R上仍有一些功率损耗，但因电阻R阻值很大，其功率损耗很小，可以予以忽略不计。

思考11: 启机电路与输出短路功耗有关系？



7: 反激变换器

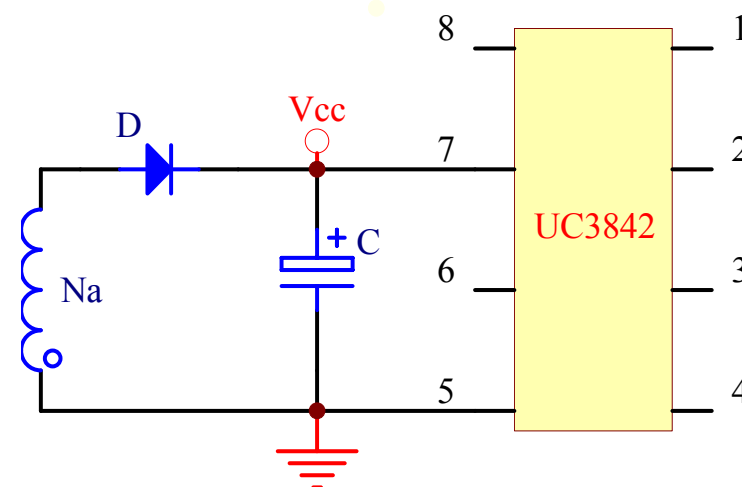
ck-hao

UC3842正常工作时，所需的能量将由高效率的辅助供电电路提供，要保证Vcc稳定且不能低于10V。最简单的辅助供电电路见右图。

要保证Vcc稳定，辅助供电绕组Na的端电压一定要稳。我们注意到：副边绕组Ns的端电压在T_{off}时等于V_o，所以，让辅助供电绕组Na只在T_{off}时给电容C充电，使Vcc稳定在 $\frac{N_a}{N_s} \cdot V_o$ 。

所以，要特别注意辅助供电绕组Na的同名端，保证与副边绕组Ns一直，确保辅助供电绕组Na只在T_{off}时才给电容C充电。

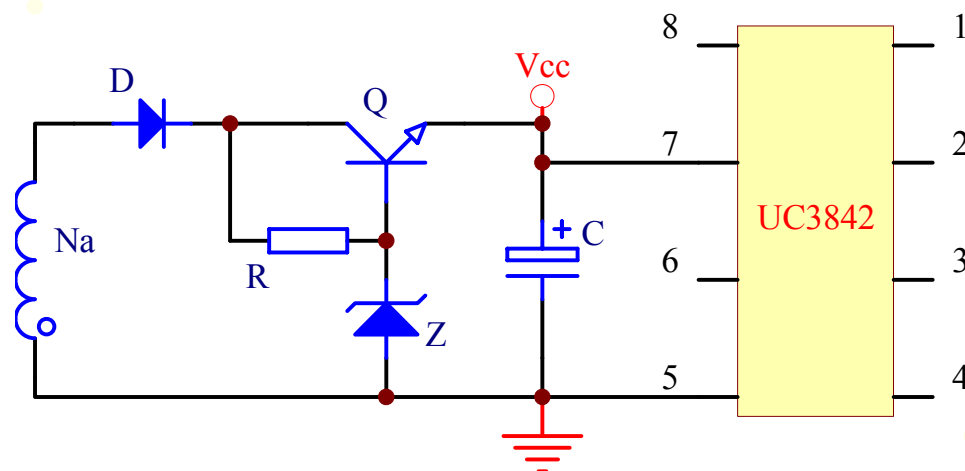
辅助供电电路是个开环电路，从理论上讲，Vcc是恒定的，但实际上，轻载、占空比较小时Vcc会低一些，而重载、占空比较大时Vcc会高一些。



7: 反激变换器

ck-hao

如果因为种种原因希望 V_{cc} 非常稳定，可以再加一级线性稳压，其电路见右图，这样就能保证 V_{cc} 稳定在 $V_Z - 0.7V$ 。



启机与辅助供电是调试的重点之一，因其与输出短路功耗、容性启机等有直接关系，需要一定的时间经验的积累，才能得心应手。

7: 反激变换器

ck-hao

7.11: 电压反馈环路

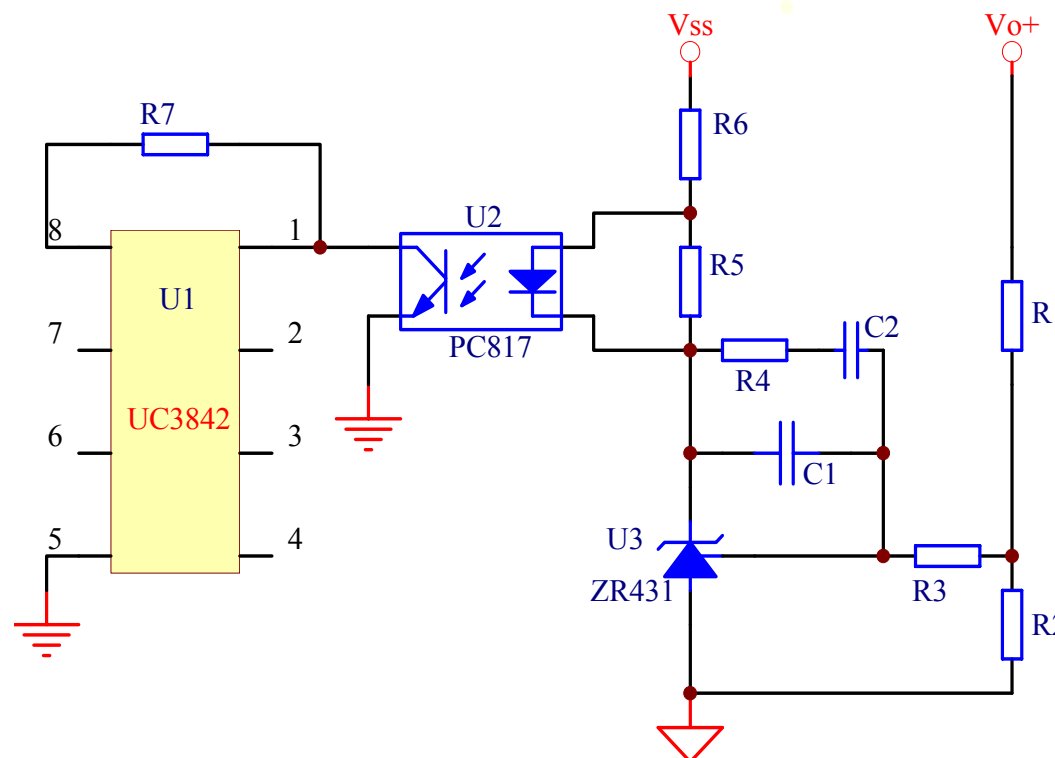
常见的电压反馈电路图见右图，通过分析，可知是电压负反馈，既输出电压 V_o 上升（或下降）导致1脚电位下降（或上升），进而减小（或增加）开关管的开通时间 T_{on} ，使输出电压 V_o 到之前的数值。

在电压反馈电路中：

R_1 、 R_2 对输出电压 V_o 进行采样。

ZR431对输出电压 V_o 的误差进行放大，而 R_3 、 R_4 、 C_1 、 C_2 是误差放大电路进行补偿。

R_5 、 R_6 确保ZR431工作在线性范围内，PC817在初次级电气隔离条件下传输信号， R_7 调控1脚的电位，进而调控开关管的开通时间 T_{on} ，从而使被放大的输出电压误差信号调控开关管的开通时间 T_{on} 。



7: 反激变换器

ck-hao

对**辅助电源** V_{ss} 还需要多说几句，如果输出电压不是过高或过低，一般将R6直接接到 V_{o+} 即可，不需要辅助电源 V_{ss} ，因为对应不同的输出电压，反馈系统会自动调节ZR431的阴极电位 V_K 随输出电压而变动，使光耦PC817的 I_F 保持不变。但开关机时因输出电压是变动的，导致反馈信号失真，可能产生开机/关机过冲、关机重启等问题，须慎重考虑。

如果使用辅助电源 V_{ss} ，需要考虑辅助电源 V_{ss} 与输出电压的时序关系，要保证辅助电源 V_{ss} 建立先于输出电压，辅助电源 V_{ss} 的保持时间长于输出电压，如果两者的时序是混杂在一起的，也会产生上述的问题的。

总之，电压反馈电路的调试是开关电源的调试重点，是涉及开关电源能否正常输出功率的关键，既需要实际经验的积累，也需要一定的理论基础，两者是相辅相成，否则，很难保证功率电路的可靠性。

思考12：关机过冲与辅助电源 V_{ss} 之间有关联？

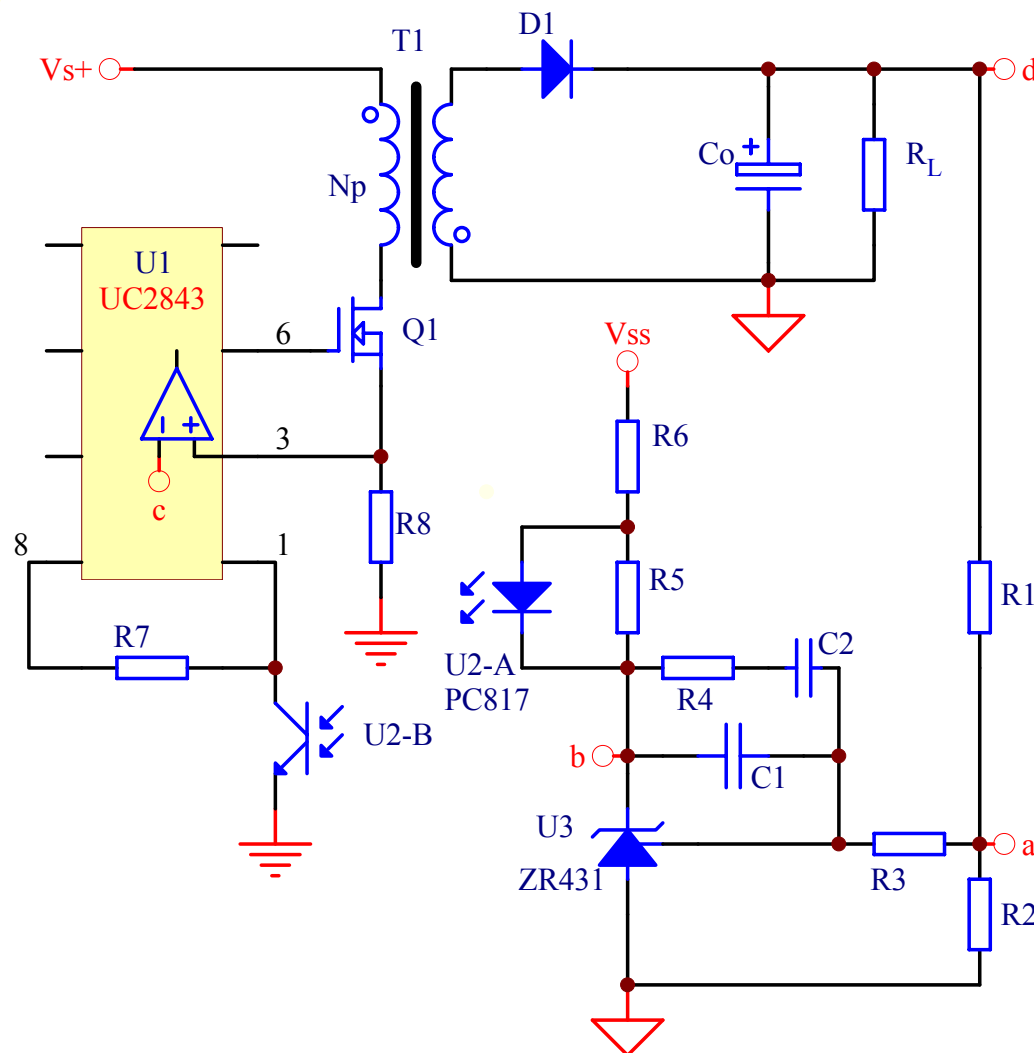
7: 反激变换器

7.12: 反馈环路补偿简介

反激电路完整的反馈控制环路图见右图。

假设频率为 f 的正弦干扰信号通过某路径耦合到a点，先经过ZR431的放大环节到达b点，直流增益 A_{ab} ，相位滞后 φ_{ab} ，再经过光耦PC817的隔离到达c点，直流增益 A_{bc} ，相位滞后为“0”，然后经过DC-DC变换到达d点，直流增益 A_{cd} ，相位滞后 φ_{cd} ，最后经过采样电路回达a点，直流增益 A_{da} ，相位滞后为“0”

对于这个干扰信号，要么 $A_{ab}+A_{bc}+A_{cd}+A_{da}<1$ ，要么 $\varphi_{ab} + \varphi_{cd} < 360^\circ$ ，否则，此干扰信号经过周而复始的放大，会大到影响反激电路正常工作的程度，不能被接受、允许。



7: 反激变换器

ck-hao

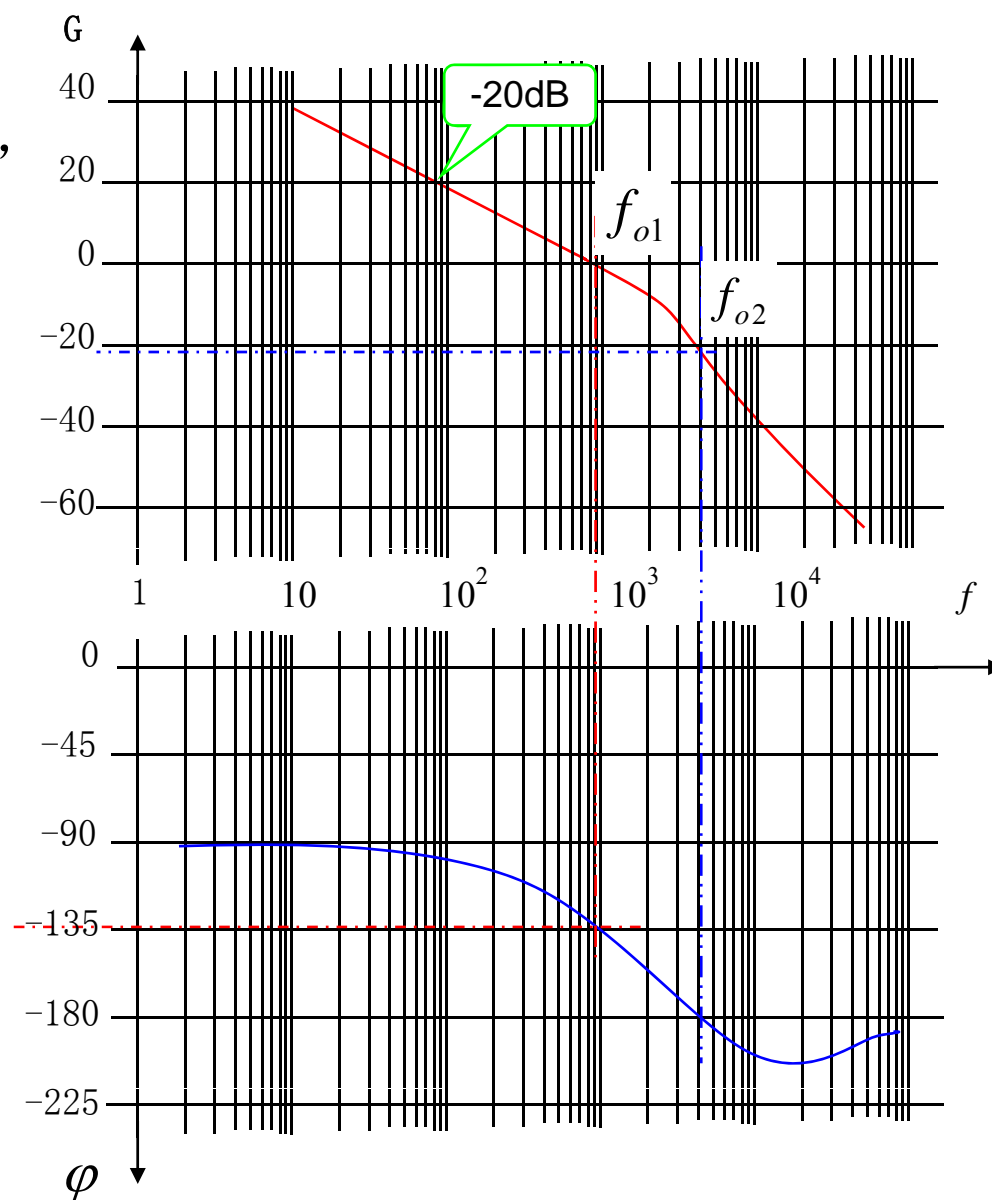
环路的增益与相位特性如用幅频、相频波特图表示，更加直观、简洁，其幅频、相频波特图见右图。

从幅频曲线可知，开环增益 $G=0$ 时对应的交越频率是 $f_{o1} \approx 0.9\text{kHz}$ ，对应的相位约滞后 135°C ，相位裕度 45°C 。

从相频曲线可知，滞后 180°C 时的正反馈频率是 $f_{o2} = 4\text{kHz}$ ，对应的开环增益 $G \approx -22\text{dB}$ ，既增益裕度 22dB 。

注意：波特图的幅频纵轴增益 $G = 20\lg A$ ，其单位是 dB ，故 $G=0\text{dB}$ ，既是直流增益 $A=1$ 。

波特图的相频纵轴相位滞后没有包含负反馈所隐含的 180°C 。



7: 反激变换器

ck-hao

在增益与相位波特图上，判断环路是否稳定的两个条件：

- 1) 交越频率 f_{o1} 的相位裕度 $\geq 45^\circ$ ，
- 2) 幅频特性曲线穿越 $G=0$ 时的斜率是-20dB。

从而可以判定：藕合到a点的、频率为 f 的正弦干扰信号，不管其频率 f 是多少，都会因负反馈系统而衰竭，同理，藕合到环路任何一点、任何频率的正弦干扰信号都会因负反馈系统而衰竭。

依据付立叶变换，任何一个非正弦干扰信号都是一系列频率不同的正弦波的组合，所以，藕合进来的任何干扰信号都会因负反馈系统而衰竭。

如何让反馈环路的增益与相位满足上述两个条件，这需要我们在ZR431放大环节选取适当参数（既选取适当的 $C1$ 、 $C2$ 、 $R3$ 、 $R4$ ），使 G_{ab} 、 φ_{ab} 与DC-DC变换的 G_{cd} 、 φ_{cd} 互补，使反馈环路达到稳定的条件，保证反馈环路的稳定。

因次，DC-DC变换的增益与相位特性就必须清清楚楚，否则，就不能很好的予以补偿，也就无法保证反馈环路的稳定。

7: 反激变换器

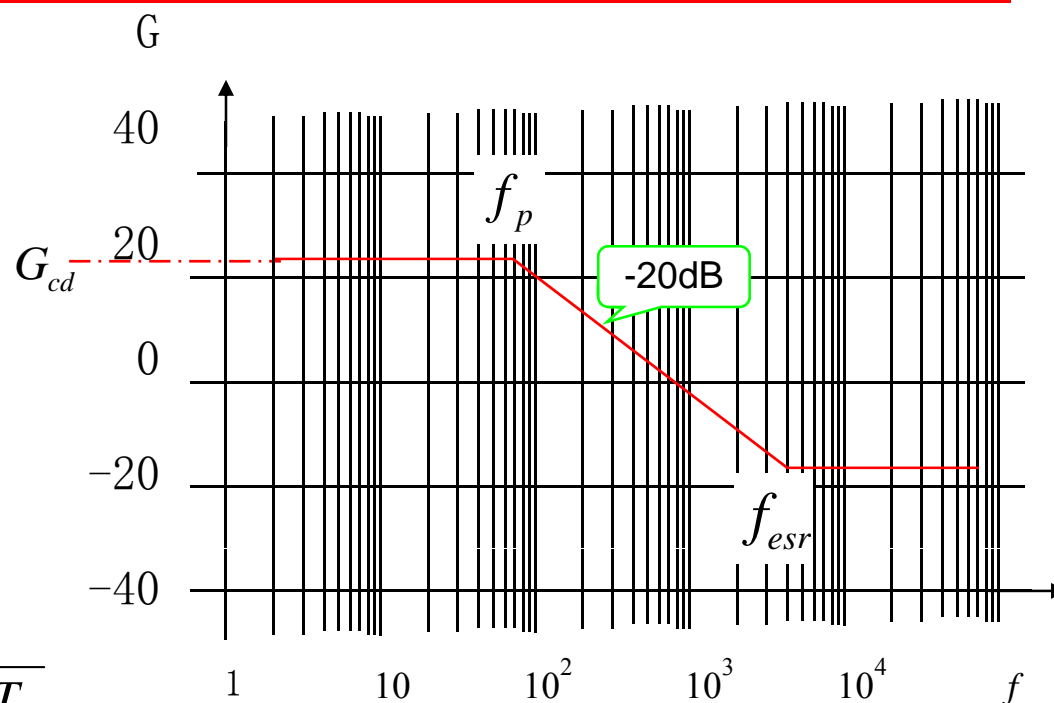
ck-hao

电流模式，阻性负载，且低压、满载时，DC-DC变换的幅频波特图见右图，直流增益 G_{cd} ，极点 f_p ，零点 f_{esr} 是三个主要参数。

$$\text{其中: } f_p = \frac{1}{2\pi C_o R_{L\min}}$$

$$f_{esr} = \frac{1}{2\pi C_o R_{esr}}$$

$$G_{cd} \approx 20 \log V_{s\min} \sqrt{\frac{0.625 R_{L\min} T_s}{L_p}}$$



DC-DC变换的相频特性由极点 f_p 和零点 f_{esr} 是所决定，在低频段，相位无滞后，在极点 f_p 左右，相位滞后了 90° ，在零点 f_{esr} 左右，相位又超前 90° ，在 $f \gg f_{esr}$ 时，相位不滞后，也不超前

注意：增益 G_{cd} 的计算是在特定取舍条件下推倒的，不具一般规律。

7: 反激变换器

ck-hao

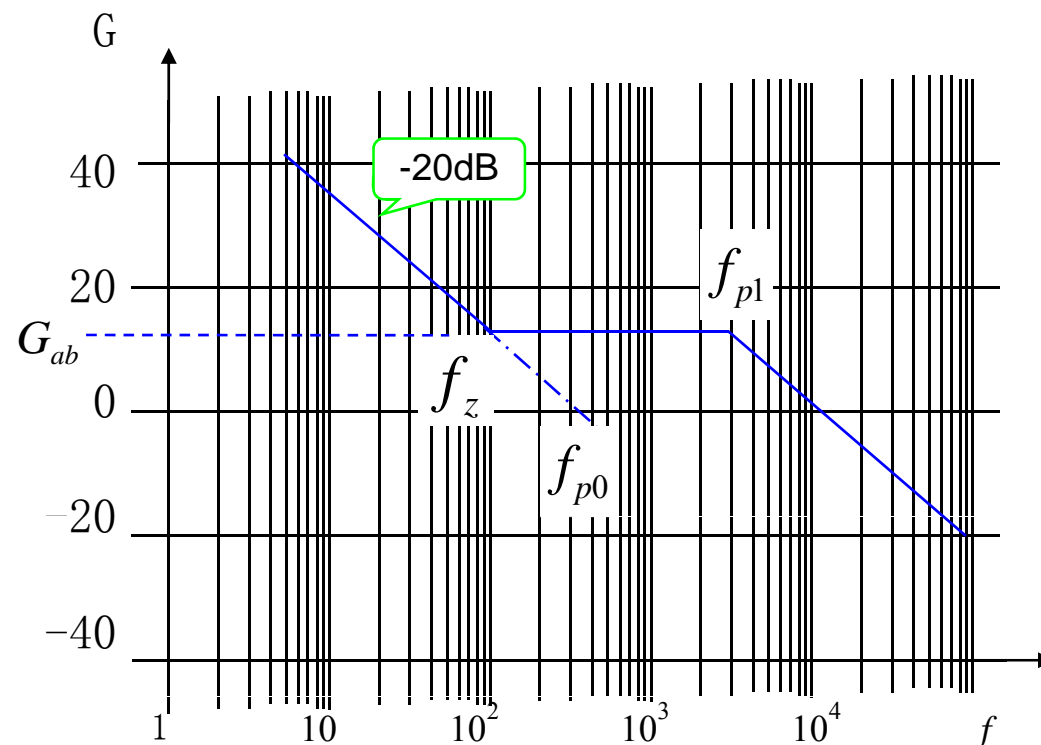
ZR431放大环节的幅频波特图见右图，直流增益 G_{ab} ，零点 f_z ，零极点 f_{p0} ，极点 f_{p1} 是四个主要参数。

其中： $f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_1 R_4}$

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi C_1 R_3}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi C_2 R_4}$$

$$G_{ab} = \frac{R_4}{R_3}$$



放大环节的相位特性由极点 f_{p1} 、零极点 f_{p0} 和零点 f_z 所决定，因零极点 f_{p0} 的存在，故在低频段相位就滞后了 90° ，在零点 f_z 左右，相位超前 90° ，抵消了零极点的 90° 滞后，在极点 f_{p1} 左右，相位又滞后了 90° ，并延续到 $f \gg f_{p1}$ 。

7: 反激变换器

如何选择误差放大环节的C1、C2、R3、R4，使其恰好与DC-DC变换的幅频、相频特性互补？

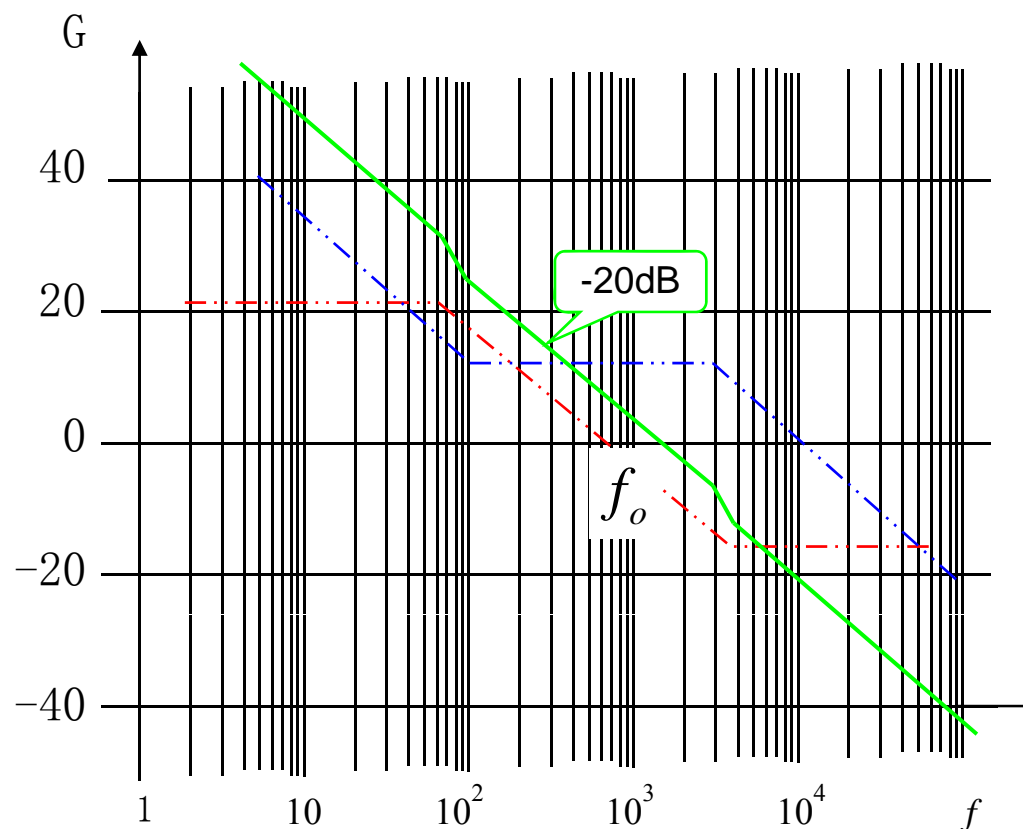
一般先选择 $f_{p1} \approx f_{esr}$ 和 $f_z \approx f_p$ ，使误差放大环节与DC-DC变化的零极点互补，使环路的幅频特性曲线（绿色）近似为-20dB。

环路的幅频特性曲线在1Hz时的增益

$$G = G_{ab} + G_{bc} + G_{cd} + G_{da} + 20\log f_z,$$

既可以通过改变 G_{ab} 的大小，实现环路的幅频特性曲线的上下平行移动，选择适合的交越频率 f_o 。

现在的电解电容ESR都很小，其 $f_{esr} > 4kHz$ ，如果选择 $f_o > f_{esr}$ ，环路调试比较困难，而 f_p 一般在几十到几百Hz之间，因此，选择适当的R3、R4，使交越频率 f_o 在1kHz~2kHz之间、以-20dB交越是比较容易实现的。



7: 反激变换器

ck-hao

环路的相频特性在设计阶段只进行核算，其相位裕度：

$$\varphi \approx 90 - \tan^{-1} \frac{f_o}{f_p} - \tan^{-1} \frac{f_o}{f_{p1}} + \tan^{-1} \frac{f_o}{f_z} + \tan^{-1} \frac{f_o}{f_{esr}}$$

因为误差放大环节的零、极点恰好与DC-DC变换的零、极点互补，所以，只要不出现原则性的错误，相位裕度都会有大于45°的余量。

要注意，以上对闭环环路的分析是建立在将功率变换及电压反馈系统线性化的基础之上，将功率变换及电压反馈系统线性化，必然要有取有舍，导致上述零点、极点和增益的计算有误差，甚至有很大的误差，所以，对上述分析得到结论不要太相信，如交越频率 $f_o=1\text{kHz}$ 、相位裕度 $\varphi \approx 48^\circ$ ，

恰好相反，上述的分析过程对调环路的稳定性更有帮助，如零点、极点如何计算？在幅频、相频中的特性曲线如何转向？增益如何计算？怎样调整等等，能够定性的给出调试环路的思路、方向，指导我们调试环路，使环路稳定。

7: 反激变换器

ck-hao

如何判断环路的稳定性？在没有幅频、相频特性测试仪器的情况下，只能靠观察动态、开关机时的波形来判断，看看有没有持续的振荡，如果没有持续的振荡波形，则对该环路予以认可。

如果有幅频、相频特性测试仪器，测环路的幅频、相频波特图，首先看交越斜率是不是-20dB？交越频率 f_o 相位裕度是否大于45°。其次也要看看交越频率 f_o 是否合适？ $f_o=15\text{Hz}$ 肯定是不适合的，也要看看正反馈频率的相位裕度是否足够？8dB增益相位显然是不够的等等。

PSM1700是公司新近购置的环路响应特性测试仪器，使我们能够检测环路的幅频、相频特性，进而能够直观的评判环路的稳定性及其它各项特性指标，并指导我们设计、调试环路，确保反馈环路的稳定性。

7: 反激变换器

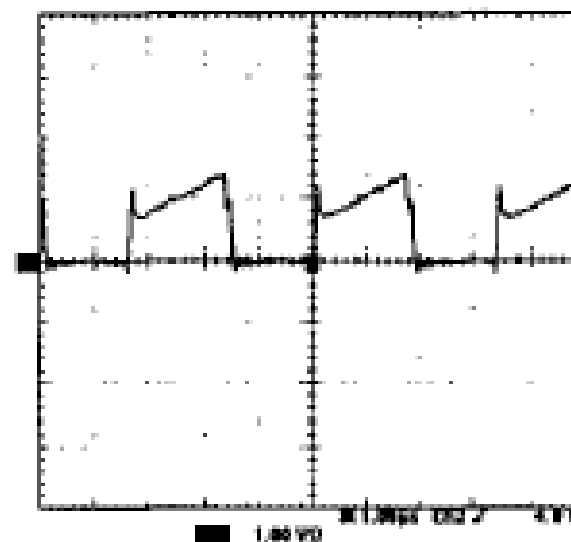
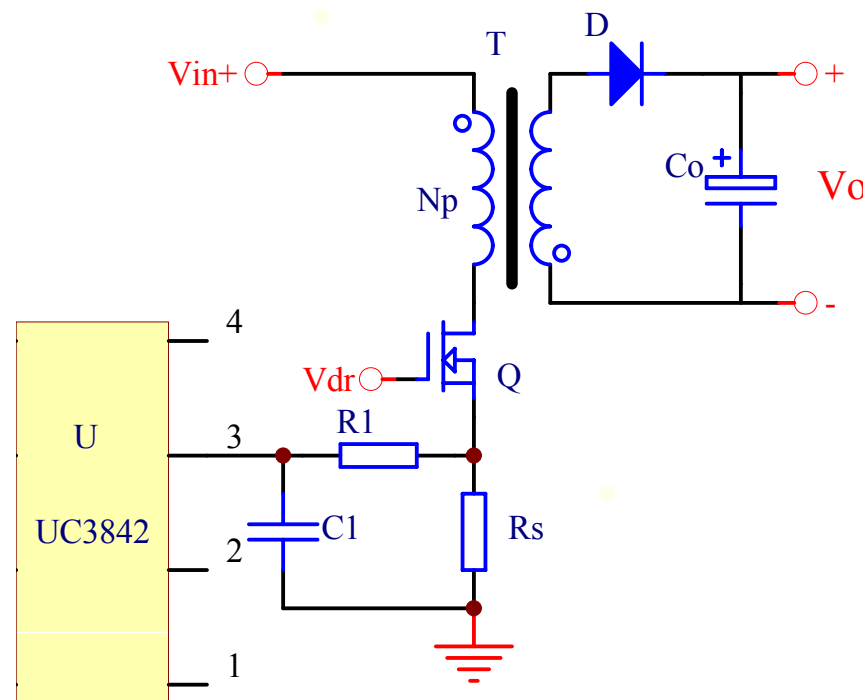
7.12: 电流反馈环路

UC3842是电流模式的PWM IC，电流控制环路的电路图见右图。

每个周期的电流通过 R_s 转换成电压信号、经过 R_1 、 C_1 滤波传送到3脚，然后与电压反馈信号进行比较，控制每个周期的开通时间的长短。

CCM模式下每个周期的电流波形见右图，注意，在开通之时，有一个比较大的电流尖峰，这是因为二极管D由导通转为反向截止过程中，有反向恢复电流的原因。

一：二极管反向恢复电流产生的原因
请参阅相关的资料。



7: 反激变换器

ck-hao

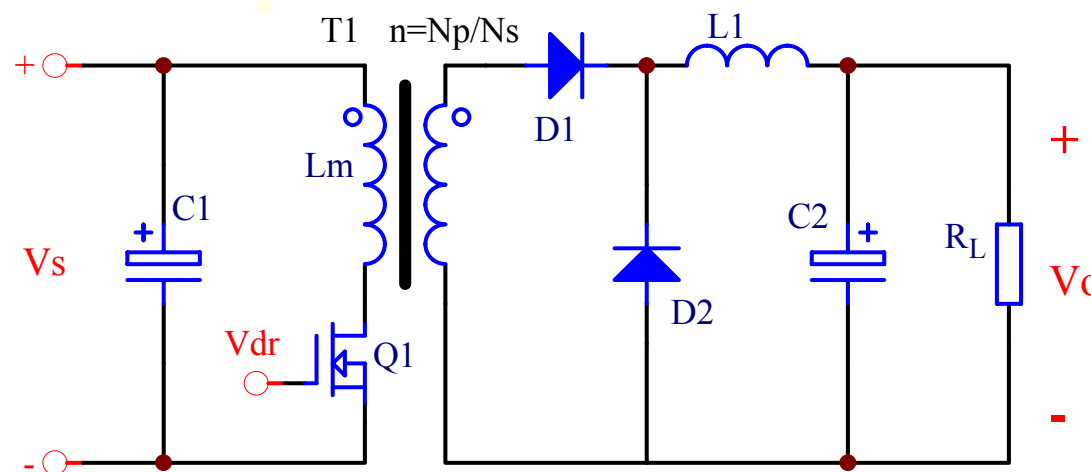
- 二：开关管Q开通之时，二极管D由导通转为反向截止，在这个过程中，二极管D有反向恢复电流流过，其方向是阴极到阳极（既从副边绕组 N_s 的同名端流出，从 N_s 的另一端流进），根据电磁感应定律，原边绕组 N_p 会有对应的电流从其同名端流进，从 N_p 的另一端流出，很显然，这个对应的电流会叠加在正常的电流之上，所以，开关管中的电流波型在开通之时有一个电流尖峰。
- 三：在开通之时电流尖峰一定要滤掉，所以需要R1、C1滤波，但又不能对正常的电流波型有影响，所以，R1、C1滤波参数要精心调试，其时间常数要适中。

8. 正激变换器

ck-hao

8.1: 正激电路

正激电路是在BUCK变换器基础上发展的，输入与输出完全隔离的电路，而且还有能够多路输出等优点的电路。



Q1: 开关管，可以调控开通与关断的时间。

D1: 整流二极管，Q1开通时，为电感L储能和负载耗能（ T_{on} ）提供能量供给通路。

D2: 续流二极管，Q1关断时，为电感L向负载释放所存能量（ T_{off} ）提供释放通路。

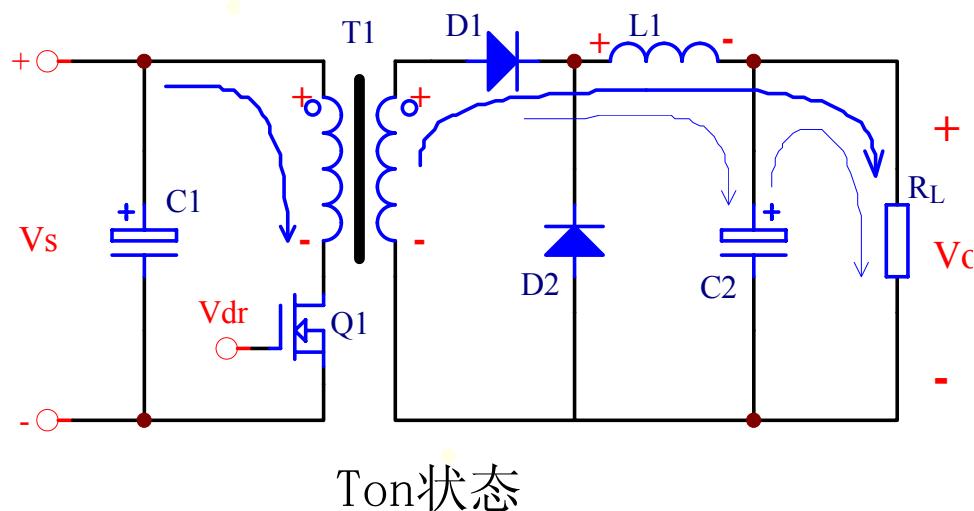
T1: 变压器，承担即时能量传输与初次极电气隔离的任务。

L1: 电感器，以先存储后释放的方式传输能量。

C1: 输入端功率电容， C2: 输出端功率电容。

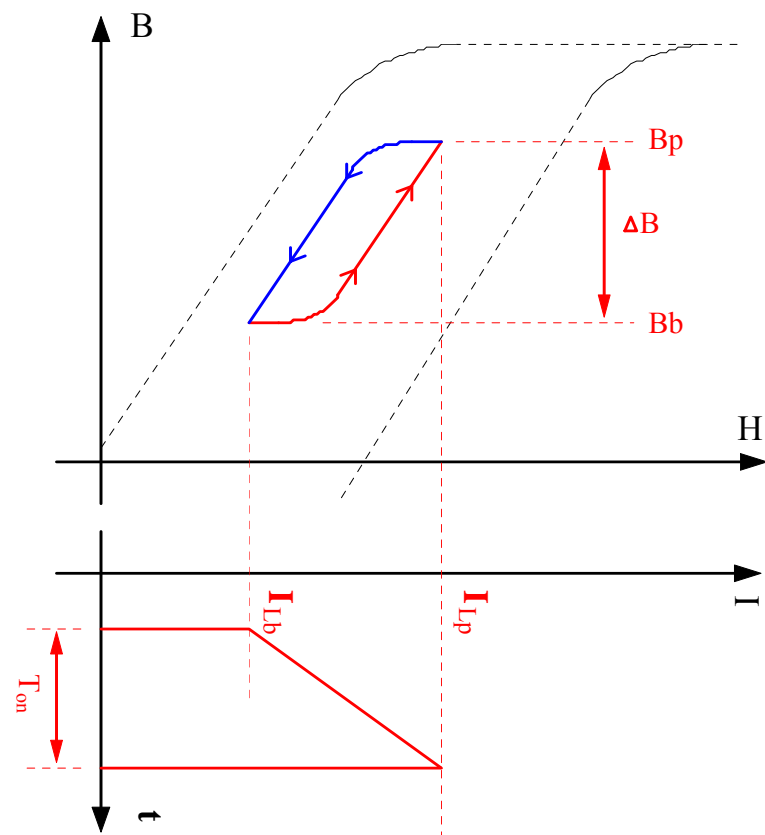
8. 正激变换器

8.2: 正激电路工作状态 (CCM)



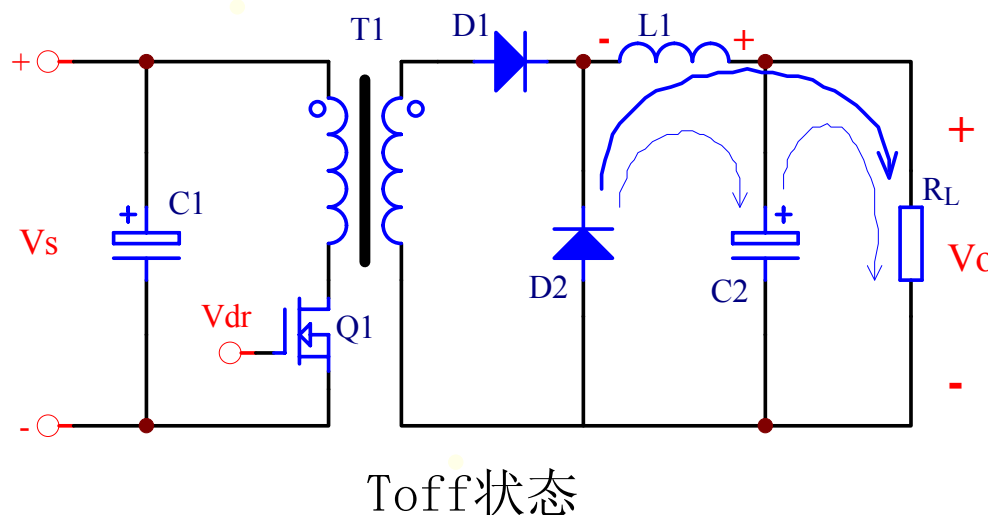
开关管 $Q1$ 开通，整流二极管 $D1$ 导通，续流二极管 $D2$ 反偏截止，此时， V_s 通过变压器 $T1$ 、整流二极管 $D1$ ，向负载提供能量，同时为处于储能状态的电感 $L1$ 提供能量。

T_{on} 状态中，前 $T_{on}/2$ 时间电容 $C2$ 放电，后 $T_{on}/2$ 时间是电容 $C2$ 充电，其充放电是平衡的。



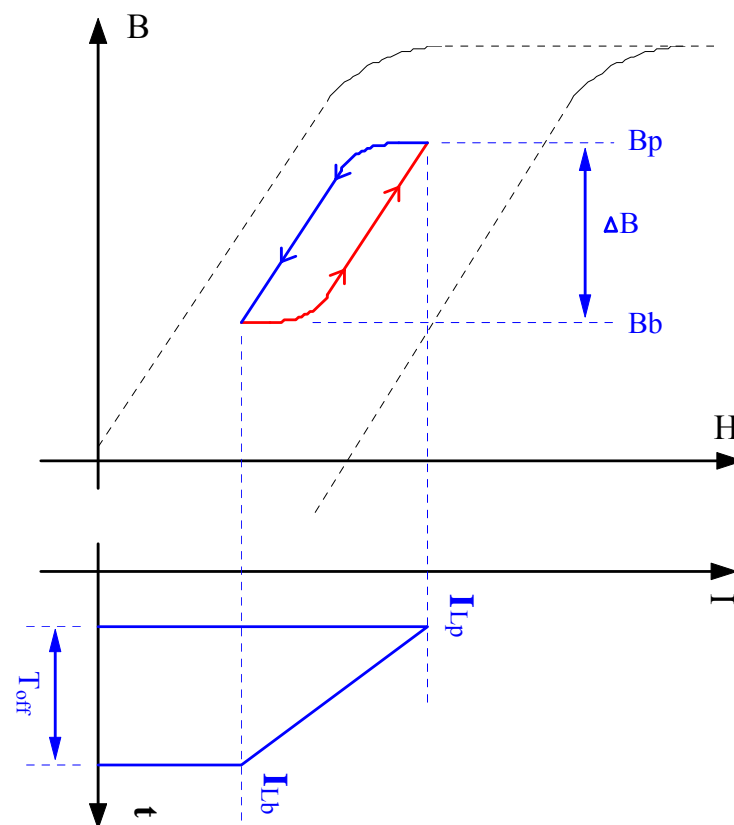
T_{on} 期间，电感通过其绕组进行励磁，绕组中的电流 $i_L(t)$ 由 I_{Lb} 增加到 I_{Lp} ，在电流 $i_L(t)$ 的作用下，磁芯中磁场的磁感应强度 B 由 B_b 增加到 B_p ，既磁通增加了 $\Delta \Phi = \Delta B \cdot S_e$ 。

8: 正激变换器



开关管Q1关断，整流二极管D1截止，续流二极管D2导通，此时，电感L1通过续流二极管D2，将所存能量的一部分提供给负载。

Toff状态中，前Toff/2时间电容C2充电，后Toff/2时间电容C2放电，其充放电是平衡的。



Toff期间，电感通过其绕组进行去磁，绕组中的电流 $i_L(t)$ 由 I_{Lp} 减小到 I_{Lb} ，在电流 $i_L(t)$ 的作用下，磁芯中磁场的磁感应强度 B 由 B_p 减小到 B_b ，既磁通减小了 $\Delta \Phi = \Delta B \cdot S$ 。

8. 正激变换器

ck-hao

8.3: 电感的磁通平恒

Ton状态时, 电感磁芯的磁通增加了 $\Delta \Phi = \Delta B \cdot S$, 同时 $\Delta \phi = \frac{(\frac{V_s}{n} - V_o) \cdot T_{on}}{N_L}$ 。

Toff状态时, 电感磁芯的磁通减小了 $\Delta \Phi = \Delta B \cdot S$, 同时 $\Delta \phi = \frac{V_o \cdot T_{off}}{N_L}$ 。

稳态时, 磁通处于平衡状态, 故推导出:

$$D = \frac{n \cdot V_o}{V_s} \quad \text{或} \quad n = \frac{D \cdot V_s}{V_o}$$

由此可知, 先给定匝比 n 、 V_{smin} , 就可算出占空比 D_{max} , 如果先给定占空比 D_{max} 、 V_{smin} , 也可以算出匝比 n 。

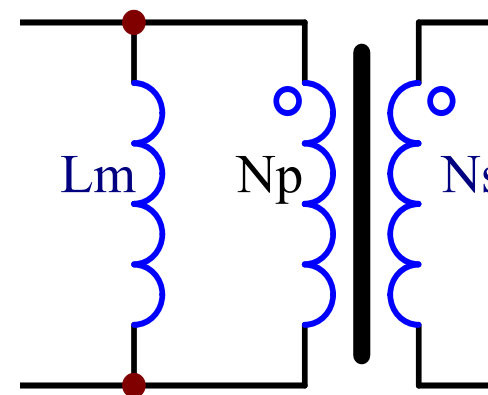
在 V_{smin} 时、 D_{max} 下确定匝比 n , 匝比 n 取整后, 需对 D_{max} 、 V_{smin} 进行适当的校正, 并予以确定。

8. 正激变换器

ck-hao

8.4: 变压器的磁通平恒

变压器的原边绕组 N_p 将输入电能转成磁能，磁能被副边绕组 N_s 再转成输出电能，必须借助励磁电感 L_m 产生的磁场，所以，变压器在能量传输过程中，励磁电感 L_m 是个默默无闻的关键角色，如果把其画出来，是与原边绕组 N_p 并联的（见右图）。



所以，原边绕组 N_p 有两个角色，一个是励磁电感 L_m ，在磁芯中建立能量传输所必备的磁通，当副边开路时，原边绕组 N_p 的电感量就是励磁电感 L_m 的电感量。另一个是将电能转成磁能，当副边接有负载时，其所需的能量由原边绕组 N_p 从输入电源获取并转成磁能，供副边绕组 N_s 再将其转成输出电能，所以，原边绕组 N_p 中的电流 $i_p(t)$ 是励磁电感 L_m 的电流 $i_L(t)$ 与副边绕组 N_s 映射到原边的电流 $n \cdot i_s(t)$ 之和。

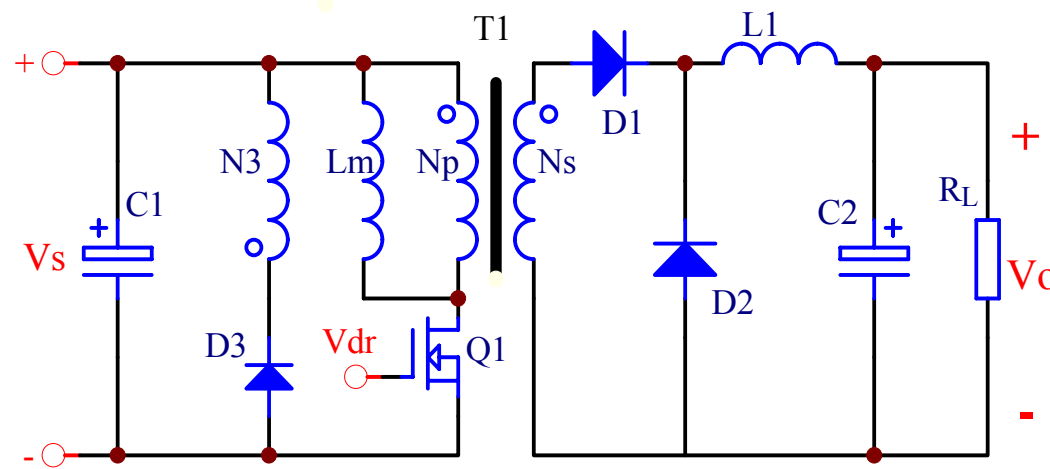
在开关管周而复始的开通与关断的过程中，励磁电感 L_m 则处于励磁（存储能量）与去磁（释放能量）的交替过程中，磁通的变化必须是平衡的，否则，励磁电感 L_m 的磁芯会饱和，进而导致能量无法传输。

8: 正激变换器

ck-hao

励磁电感 L_m 去磁方法有很多，如去磁绕组去磁，有源箝位去磁，RCD去磁等，下面以去磁绕组去磁为例进行说明。

加去磁绕组进行去磁的电路见右图， N_3 是去磁绕组，二极管 D_3 确保去磁路径只在 T_{off} 状态时才开通。



去磁绕组 N_3 要注意两点：a) 同名端要接到二极管 D_3 的负极，否则就不是去磁。b) 去磁绕组 N_3 要与原边绕组 N_p 完全耦合，因为去磁绕组 N_3 是要给励磁电感 L_m 去磁的，而给励磁电感 L_m 励磁的是原边绕组 N_p ，如过不能完全耦合，励磁电感 L_m 的去磁就不彻底，因此， $N_p=N_3$ ，且双线并绕是基本的选择。

T_{on} 状态时，各绕组的同名端为“+”，故二极管 D_3 反向截止，而励磁电感 L_m 通过原边绕组 N_p 在 V_s 之下进行励磁，其伏秒值为 $V_s \cdot T_{on}$ 。

8: 正激变换器

ck-hao

Toff状态时，各绕组的同名端为“-”，励磁电感 L_m 通过去磁绕组N3去磁，此时去磁绕组N3的端电压是 V_s ，因 $N_p=N_3$ ，故励磁电感 L_m 的端电压也是 V_s ，其伏秒值为 $V_s \cdot T_{off}$ 。

根据伏秒平衡，推出： $D \leq 0.5$ 。

如果 $D > 0.5$ ，励磁电感 L_m 不能完全去磁，磁通不断积累，最终会饱和。当然，如果过增加 N_p/N_3 的比值，也可以使占空比 D 大于0.5。

思考13：励磁电感 L_m 能不能通过副边绕组 N_s 去磁？

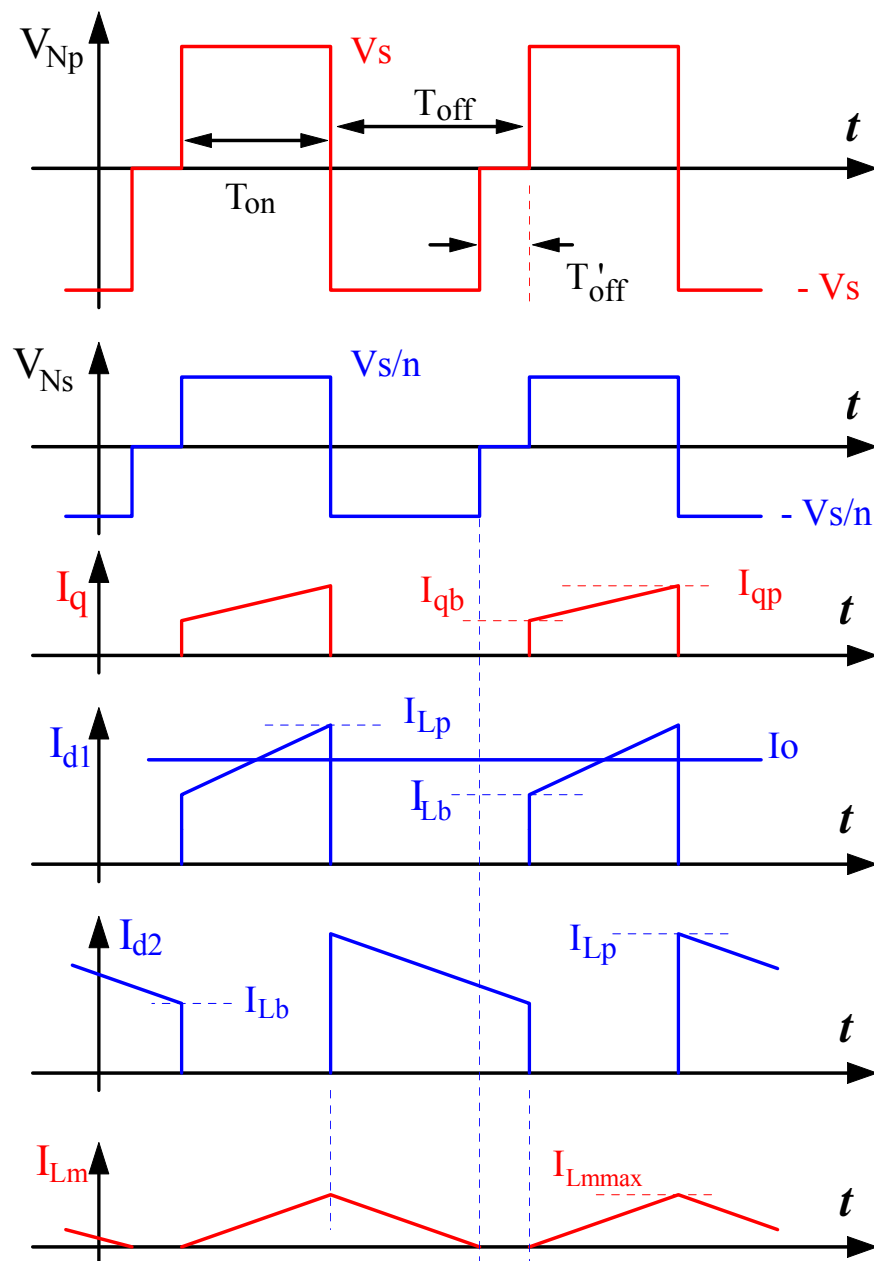
8. 正激变换器

8.5: 正激电路波形图

正激电路中变压器原副边绕组的电压，开关管/二极管/励磁电感的电流波形图见右图。

在右图中，我们重点关注的是励磁电感 L_m 的影响，不考虑励磁电感 L_m 影响的电压、电流波形图与BUCK电路的波形图类似，请自行画出。

励磁电感 L_m 有三个状态：**励磁状态**，即 T_{on} 时段，励磁电感 L_m 在 V_s 下励磁。**去磁状态**，即 $T_{off} - T'_{off}$ 时段，励磁电感 L_m 在 V_s 下去磁（因 $N_p=N_3$ ）。**静止状态**，即 T'_{off} 时段，此时段是励磁电感 L_m 中的能量全部被去磁绕组 N_3 释放给 V_s 后，因没有对其重新励磁的路径而处于的相对静止状态。



8: 正激变换器

ck-hao

在静止状态时，原副边绕组的端电压都被钳制为“0”，因副边绕组的端电压为“0”，故整流二极管D1与续流二极管D2并联。

如果占空比 $D=0.5$ ，励磁电感 L_m 恰好在 T_{off} 时段内被去磁绕组N3完全去磁，故没有静止状态，如果占空比 $D \leq 0.5$ ，则存在静止状态。

还有开关管Q1的 V_{ds} 、副边绕组 N_s 的电流等波型没有在上图中画出，但这些电压、电流波型是计算电压、电流应力的基础，大家可以自己画出来，并以此计算出电压、电流应力，作为选取器件的依据。

思考14：副边绕组的端电压被钳制为“0”时，续流二极管D2会不会被整流二极管D1分流呢？

8: 正激变换器

ck-hao

8.6: 功率器件的选择

正激电路中的功率传输部分的主要器件有：输入电容C1，输出电容C2，开关管Q1，整流二极管D1，续流二极管D2及变压器T1、电感器L1。

电容C1、C2，开关管Q1，二极管D1、D2参数的计算，取决于其电流、电压的波型，与用在正激电路，或反激电路，或其它拓扑电路没有关系，只要确定其电流、电压的波型，并按反激变换器章节中所介绍的思路与方法进行计算，就能选出基本合适的器件，再经过实际验证与优化，最终予以确定。

变压器T1、电感器L1的设计见下节。

8. 正激变换器

ck-hao

8.7: 变压器设计

反激变换器中的变压器是一个耦合电感器，以先存储后释放的方式传输能量，而正激变换器的变压器则是即时传输能量，两个变压器能量传输方式的不同决定了其设计思路的不同。

设计变压器时， f_s 、 V_{smin} 、 V_{smax} 、 V_o 、 I_o 、 η 、 D_{max} 需要事先确定。

设计变压器时，首先要确定所用的磁芯，包括磁芯的材质、类型、尺寸等等。

变压器是用于能量传输，故铁氧体磁芯只能选取以TDK的PC30、PC40为代表的功率锰锌铁氧体，这一点我们没有选择的余地。

铁氧体磁芯的结构有很多，如EE、ER、PQ、EFD等，又有立式、卧式、平面式之分，要根据所允许的空间尺寸来选取。

用多大尺寸的磁芯？要根据 f_s 、 P_o 、 B_{max} 等参数来确定，如果没有一点经验积累，可按AP值法来选取，只是这种方法过于抽象，实用性不强，多用于纸上谈兵，在实际工程设计时很少被熟手使用。

8: 正激变换器

ck-hao

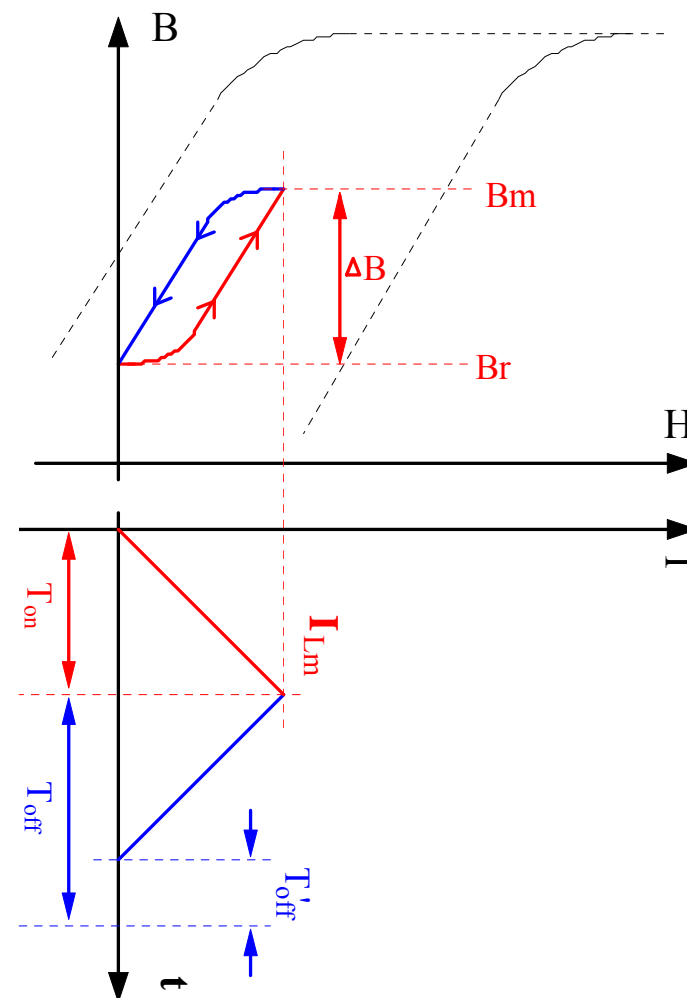
一般是根据 f_s 、 P_o 、 B_{max} 等参数与磁芯尺寸的对应关系（依据个人或借鉴他人的经验），初步确定一个磁芯尺寸，在结合其他的一些要求，初步选定磁芯的类型、尺寸。

在8.3节中，依据电感 L_1 的磁通平衡，推出：

$$n = \frac{D_{max} \cdot V_{smin}}{V_o}$$

如何确定原副边绕组匝数 N_p 、 N_s ？要以保证励磁电感 L_m 不饱和来确定，要保证励磁电感 L_m 不饱和，就必须清楚励磁电感 L_m 的磁化状态，励磁电感 L_m 的磁化曲线见右图。

从右图可知，励磁电感 L_m 在 T_{on} 时励磁，从 B_r 开始励磁到 B_m ，在 $T_{off} - T'_{off}$ 时去磁，从 B_m 去磁到 B_r ，在 T'_{off} 时处于磁通静止为0的状态。



8: 正激变换器

ck-hao

励磁电感 L_m 的励磁起始点剩磁 B_r ，要注意，此剩磁 B_r 并非饱和磁滞曲线上的剩磁 B_{rmax} ，此剩磁 B_r 与磁化的磁感应强度 B_m 有直接关系，无法准确判定，但此剩磁 B_r 肯定比 B_{rmax} 小一些。常用的功率铁氧体的剩磁 B_{rmax} 一般在1000-1200Gauss，在120°C时会减少。所以，初步估算剩磁 B_r 为800 Gauss。

在7.7节中，给出了功率铁氧体的最大磁感应强度 $B_{max} \leq 2800 \text{ Gauss}$ ，故暂定 $\Delta B_{max} = 2000 \text{ Gauss}$ 。

思考15： 变压器开了一点气隙后，对剩磁 B_r 有什么影响？

8: 正激变换器

ck-hao

确定了变压器的磁芯后，查找其有效的横截面积 A_e ，并根据电磁感应定律推出稳态时磁感应强度的变化量：

$$\Delta B = \frac{V_s \cdot T_{on}}{N_p A_e}$$

进而推出：
$$N_p \geq \frac{V_{smin} \cdot T_{onmax}}{\Delta B_{max} \cdot A_e}$$

一般情况下，副边的匝数 N_s 比较少，取整的影响比较大，故习惯于先计算副边的匝数 N_s ：

$$N_s \geq \frac{V_o \cdot T_s}{\Delta B_{max} \cdot A_e}$$

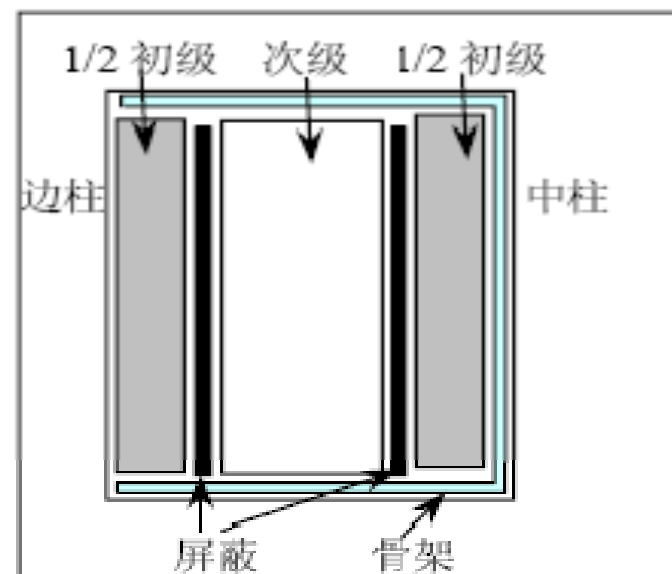
副边匝数 N_s 取大整数后，根据 $N_p = n \cdot N_s$ 算出原边匝数 N_p 取大整数，此时的匝比 n 是原副边实际匝数 N_p 、 N_s 的比值，与理论值会有一点不大差异，也会导致 D_{max} 等参数发生一些不太大的变化，为稳妥起见，请对相关的参数、状态进行核算。

8: 正激变换器

ck-hao

变压器的绕组结构见右图，三明治绕法是我们的首选，如果有特殊的目的与需求，可依据具体要求而采取相应的特殊绕组结构。

因变压器原副边同时有电流流过，之间会有相互的电磁影响，这种影响称为**邻近效应**，要将邻近效应减小到最低，必须优化绕组结构，三明治绕法就是我们的比较现实的优化结构。



注意，去磁绕组N3一定要与原绕组匝数 N_p 双线并绕，否则两个绕组的藕和不会很好，去磁绕组N3的去磁就不会彻底，会产生一系列的问题。

思考16: 知道变压器的漏感能量主要存在哪里？

8. 正激变换器

ck-hao

8.8: 电感器设计

功率电感器比较常用的磁芯就两类：铁硅铝磁环，功率铁氧体。铁硅铝磁环的特点是Bs高、工作温度高、一致性好等，功率铁氧体的特点是工作频率高、磁损小、选型范围宽等。

因此，当开关频率为100kHz或更低时，首选铁硅铝磁环，如开关频率为300kHz或更高时，只能选用功率铁氧体。

我们知道，正激电路中输出功率电感L1所存储的能量用于在T_{off}时供给负载使用，显然，在V_{smax}、D_{min}（满载）时，输出功率电感L1所存储的能量最多，所传输的功率为： $P_{L1} = D_{\min} \cdot P_o$ 。

在自然冷却时，铁硅铝磁环可按30~40W/cm³选取，如P_o=192W（24V/8A），D_{min}=0.25，P_{L1}=144W，可初步选定Magnetic的77935，其中V_e=4.0cm³，A_L=94 μH，μ_e=75，A_e=61.3mm²，L_e=65.4mm。

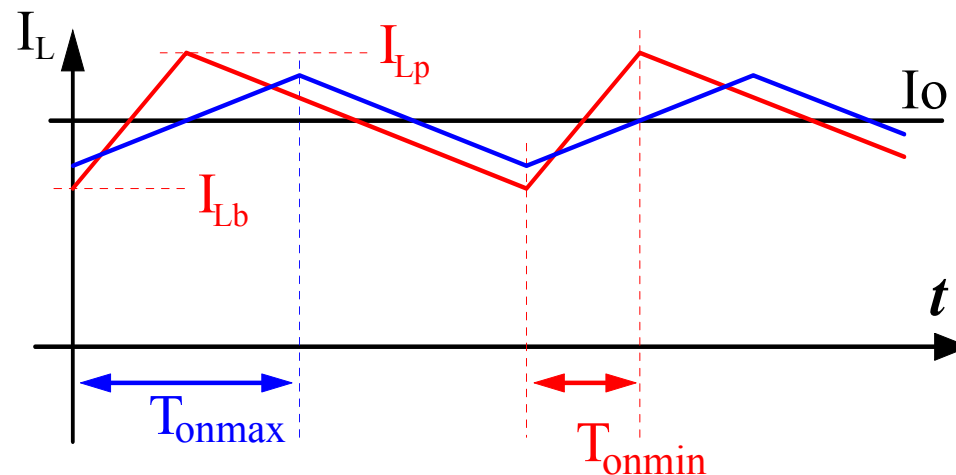
如果选用铁氧体磁芯，可根据7.7节介绍的方法来初步选定一个磁芯型号。

8: 正激变换器

ck-hao

正激电路中输出功率电感L1中电流 $i_L(t)$ 的波形见右图。

从图中可以看出，在 V_{smin} 、 D_{max} 时，电感电流纹波最小(ΔI_{Lmin})，在 V_{smax} 、 D_{min} 时，电感电流纹波最大(ΔI_{Lmax})。



在 V_{smax} 、 D_{min} 时，最大的电流纹波为：
$$\Delta I_{Lmax} = \frac{(1-D_{min}) \cdot T_S \cdot V_o}{L_1}$$

从电感传输能量的角度看， $I_{Lb} \approx 0.6 I_{Lp}$ 时是电感的最佳工作状态，但因 V_S 是变动的，故只能确保电感在某一点处于最佳的状态，一般选其传输功率最大的 V_{smax} 、 D_{min} 这一点，故 $\Delta I_{Lmax} = 0.5 I_o$ ，所以，电感L1的感量为：

$$L_1 = \frac{(1-D_{min}) \cdot T_S \cdot V_o}{0.5 I_o}$$

8: 正激变换器

ck-hao

$A_L=94 \mu H$ 是磁环77935的单匝电感量，根据电感量与匝数平方成正比例的关系，可以算出电感 L_1 的匝数：

$$N_L = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}}$$

磁环、匝数确定后，一定要仔细的核算，确保铁硅铝磁环在任何状态下都不能饱和，包括高温下的过流、过压、短路等状态。

铁硅铝磁环的最大磁感应强度 B_m ：
$$B_m = \frac{L_1 \cdot I_{Lp}}{N_L \cdot A_e}$$

铁硅铝磁芯的饱和磁感应强度 B_s 高达10000Gauss，一般选取最大磁感应强度 $B_m \leq 8000Gauss$ ，如果超标，可选取 $\mu_e=60$ 的77894或选大一个型号的77553，如果 B_m 余量过大，也可以选取 $\mu_e=90$ 的77934或选大一个型号的77355，等等。

思考17：匝数 N_L 较少时，实测电感量与计算值有一定的差异，怎么办？

8: 正激变换器

ck-hao

输出功率电感 L_1 如果选用铁氧体磁芯，设计与7.7节介绍的反激变压器设计方法类似。

输出功率电感 L_1 如果因种种原因选用铁氧体磁芯，其设计与7.7节介绍的反激变压器设计方法类似，可参照7.7节介绍的设计方法进行设计。

设计电感时，用磁环与用铁氧体在设计思路上有很大差异，因为磁环已经开好了气隙，既 A_L 值已定，所以，感量 L_1 决定了匝数 N_L ，然后再核算最大磁感应强度 B_m 值。

而用铁氧体时，磁芯开多大气隙完全由设计者选定，而且是最后确定，所以，按先定最大磁感应强度 B_m 值，再根据感量 L_1 、电流峰值 I_{Lp} 确定匝数 N_L （既确定 A_L 值），最后根据 A_L 值确定气隙的大小。

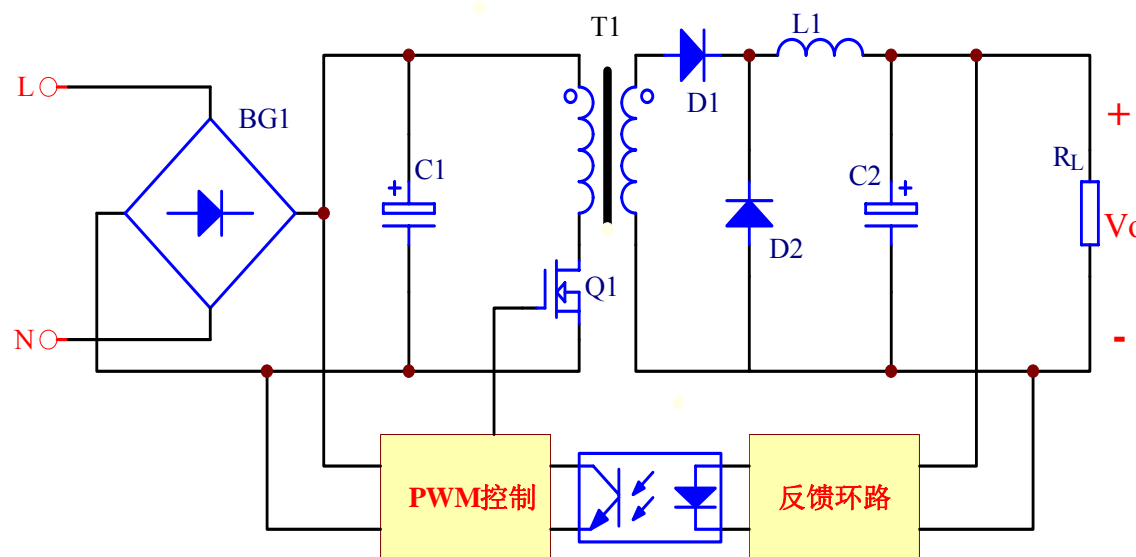
思考18：绕制电感 L_1 时还用考虑趋肤效应？

8: 正激变换器

ck-hao

8.9: PWM控制电路

正激电路的功率传输方式与反激电路的功率传输方式有本质上的不同，但PWM控制原理是完全相同的，所以，正激电路的PWM控制电路与反激电路的基本相同，其方框图见右图。



所以，仍采用电流模式的PWM IC: UC3842，电压反馈仍延用TL431等构成的环路，初次级仍用PC817隔离，等等。但也有不同之处，如启机控制电路、辅助供电电路、反馈环路补偿等有较大的差异。

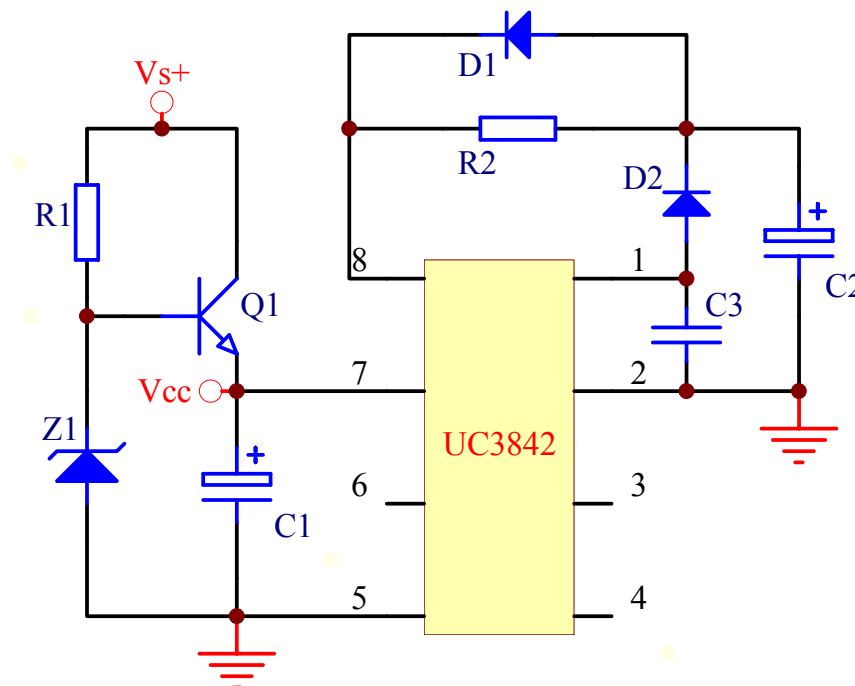
以下三节将以介绍正激电路的启机电路、辅助供电电路、反馈环路补偿为重点，其它通用的或特殊的部分就不再过多的予以介绍。

8. 正激变换器

ck-hao

8.10: 启机控制

将三极管Q1集电极直接接到输入电压正端(V_{S+})，通过Q1对电容C1进行充电，使 V_{CC} 达到16V时，UC3842便开始工作，这部分电路是通用的，与正激或反激拓扑没有什么关系。



D1、D2、R2、C2构成软启动控制电路，确保在开机时，占空比D从“0”开始缓慢的增大，使输出电压平稳的上升。

开机之时，电容C2的端电压 $V_{C2}=0$ ，通过二极管D2将1脚的电位 V_1 箝制为“0”，使占空比 $D=0$ ，当8脚的5V参考电压通过R2对电容C2开始充电时，电容C2的端电压 V_{C2} 由“0”开始增大，结果是1脚的电位 V_1 也开始上升，

8: 正激变换器

ck-hao

当1脚的电位 $V_1 \approx 1.4$ 时，占空比 D 由“0”开始增加，功率电路开始传输能量，输出电压 V_o 由“0”开始增大。

当1脚的电位 V_1 转由电压反馈环路箝制之时，软启动过程结束，但电容 C_2 的端电压 V_{C2} 仍在上升，直至 $V_{C2}=5V$ 。此时，因二极管 D_2 的反向隔离作用，电容 C_2 的端电压 V_{C2} 对1脚的电位 V_1 机没有影响。

在连续开关机时，软启动控制电路可能会失去作用，因为电容 C_2 还没有放完电，其端电压 V_{C2} 仍很高，失去对1脚电位 V_1 的箝制作用，所以，必须有相应的措施，保证再次开机之前将电容 C_2 的电荷完全释放掉，二极管 D_2 就起快速释放电容 C_2 电荷的作用。

思考19: 在 V_{smin} 、满载开机时，如何防止变压器磁芯的饱和？

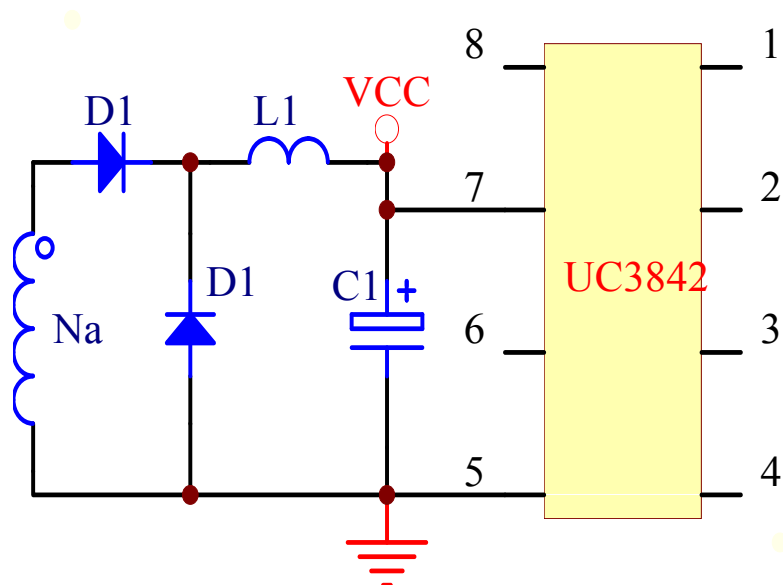
8: 正激变换器

ck-hao

8.11: 辅助供电电路

反激变压器上，副边绕组 N_s 在 T_{off} 时的端电压是 V_o ，与输入电压 V_s 无关，所以，可以用辅助绕组 N_a 在 T_{off} 时才给电容 C 充电，使 $V_{cc} = V_o \cdot N_a / N_s$ ，供UC3842等使用（见7.10节）。

但在正激变压器上，任何绕组的端电压都与输入电压 V_s 成正比，所以，正激电路的辅助供电电路要比反激电路的复杂。



常用的辅助供电电路见左图。辅助绕组 N_a 与二极管 $D1$ 、 $D2$ ，电感 $L1$ 构成一个开环的BUCK电路。

开环BUCK电路的特性在5.7节中已经详细介绍过，并给出了增益曲线图。

根据开环BUCK的增益曲线可知， V_{cc} 会随辅助绕组 N_a 的端电压 V_a ，占空比 D 的变化而变化。

8. 正激变换器

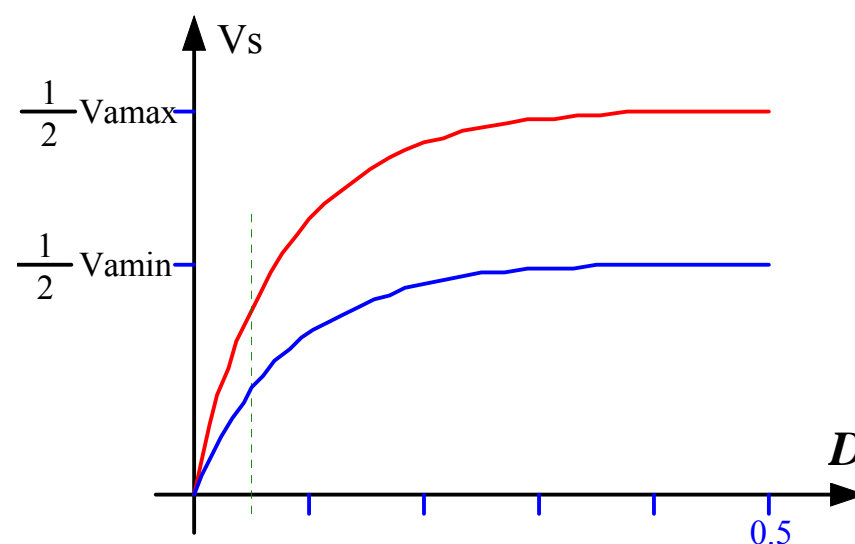
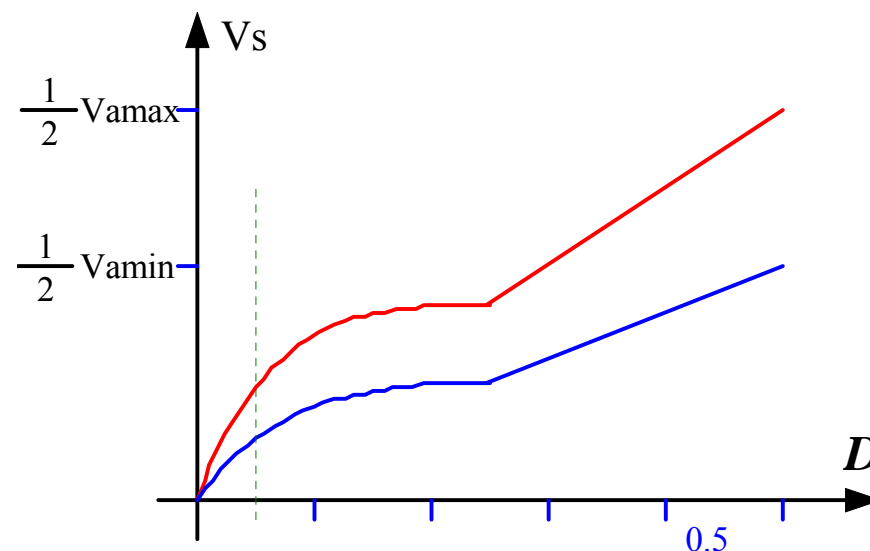
ck-hao

辅助绕组Na端电压 V_a 随输入电压 V_s 变化的上限、下限值分别为 V_{amax} 、 V_{amin} ，占空比 D 随负载的变化而在0--0.5范围内变化，假设电感 L_a 在 $D=0.25$ 时进入断续状态。

V_{cc} 的变化曲线见右图，可以看出，其变化范围在 $0 \sim \frac{1}{2}V_{amax}$ 之间。

V_{cc} 这样大的变化范围是不能接受的，必须采取措施进行优化。

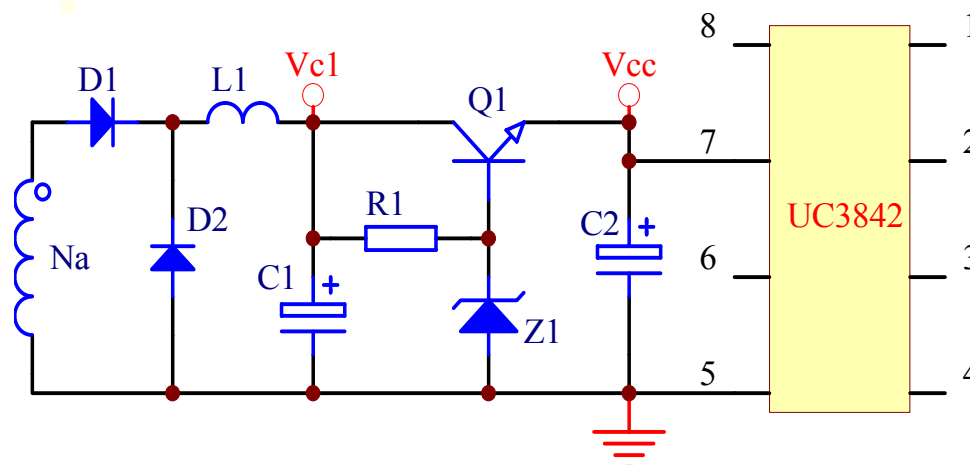
首先，要有最小负载要求，保证占空比 $D \geq 0.05$ ，其次，减小电感 L_a 的感量，使其在 $D \leq 0.5$ 时处于断续状态，其 V_{cc} 的变化曲线见右图，变化范围是小了一些，但仍很大，必须再加线性稳压电路（见下图）。



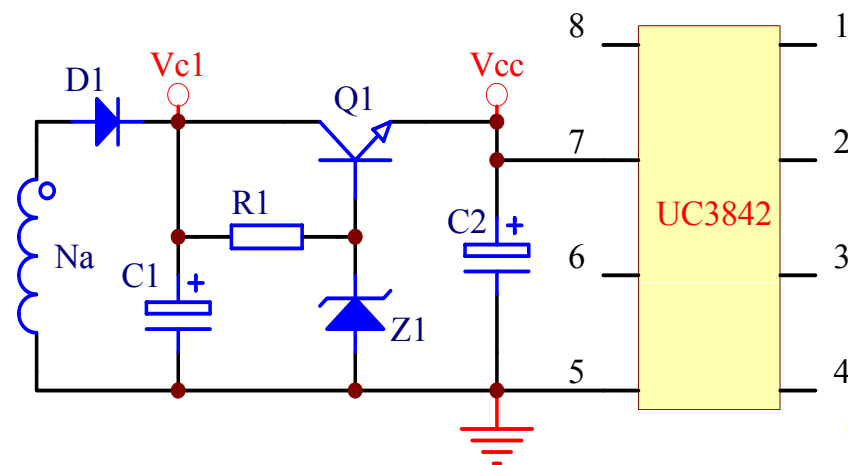
8: 正激变换器

ck-hao

右图是加了线性稳压辅助供电电路， $V_{cc}=V_{z1}-0.7$ 。通过增加辅助绕组Na的匝数、减小电感La的感量等，确保 $V_{c1} \geq V_{z1}+2$ ，保证Q1处于线性状态即可。



换一个思路，在输入电压 V_s 变化范围不太大的情况下，去掉电感 L_a 、续流二极管 $D2$ 后， V_{c1} 也在 V_{amax} 、 V_{amin} 之间不太大的范围内变化，其后的线性稳压电路损耗就更小。

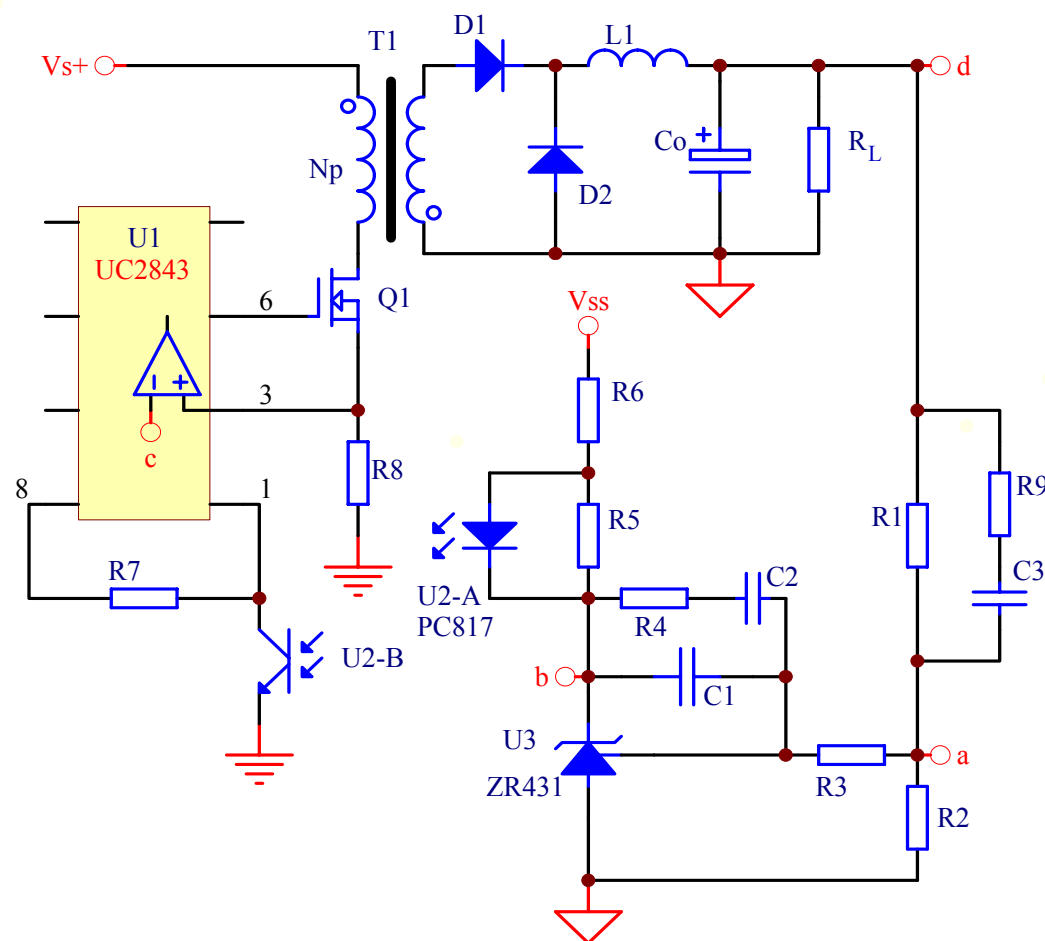


8: 正激变换器

ck-hao

8.12: 反馈环路补偿简介

正激电路的反馈控制环路与反激电路的反馈控制环路有一点不同，就是功率DC-DC变换这一点，其他采用完全相同的电路，其电路见下图。



环路稳定与否？也是以环路幅频、相频特性指标是否满足两个条件来判断。

要使环路稳定，也是通过在ZR431放大环节选取适当参数（既选取适当的 $C1$ 、 $C2$ 、 $R3$ 、 $R4$ ），使包含DC-DC变换在内的环路的幅频、相频特性指标满足两个条件。

因此，正激电路的DC-DC变换的幅频、相频特性必须搞清楚，否则，就不能很好的予以补偿，也就无法保证反馈环路的稳定。

8: 正激变换器

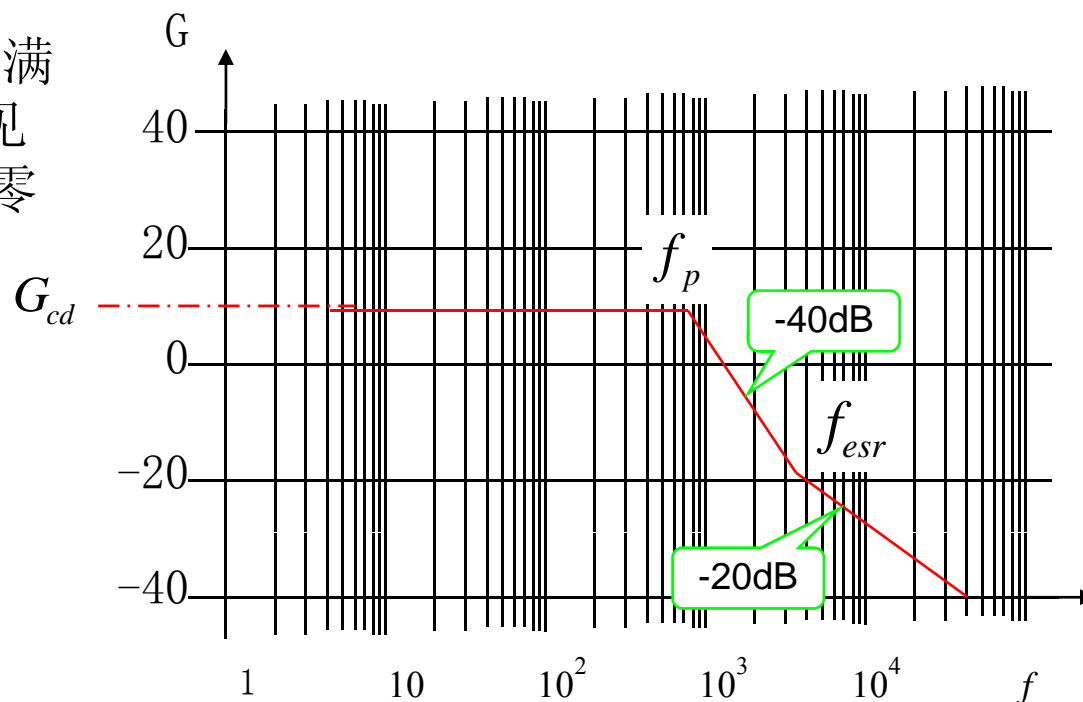
ck-hao

电压模式，阻性负载，且低压、满载时，DC-DC变换的幅频波特图见右图，直流增益 G_{cd} ，极点 f_p ，零点 f_{esr} 是三个主要参数。

$$\text{其中: } f_p = \frac{1}{2\pi C_o L_1}$$

$$f_{esr} = \frac{1}{2\pi C_o R_{esr}}$$

$$G_{cd} \approx 20 \log \frac{V_{s \min}}{6n}$$



极点 f_p 是由电容 C_o 、电感 L_1 共同作用产生的，故其特性曲线转为以-40dB速率下降，到零点 f_{esr} 时，特性曲线又转为-20dB以速率下降，直流增益 G_{cd} 随输入电压 V_s 而变，故上图按低压满载画出。

DC-DC变换的相频特性由极点 f_p 和零点 f_{esr} 是所决定，在低频段，相位无滞后，在极点 f_p 左右，相位产生 180° 滞后，在零点 f_{esr} 左右，相位又超前 90° ，在 $f \gg f_{esr}$ 时，相位维持在滞后 90° 。

8: 正激变换器

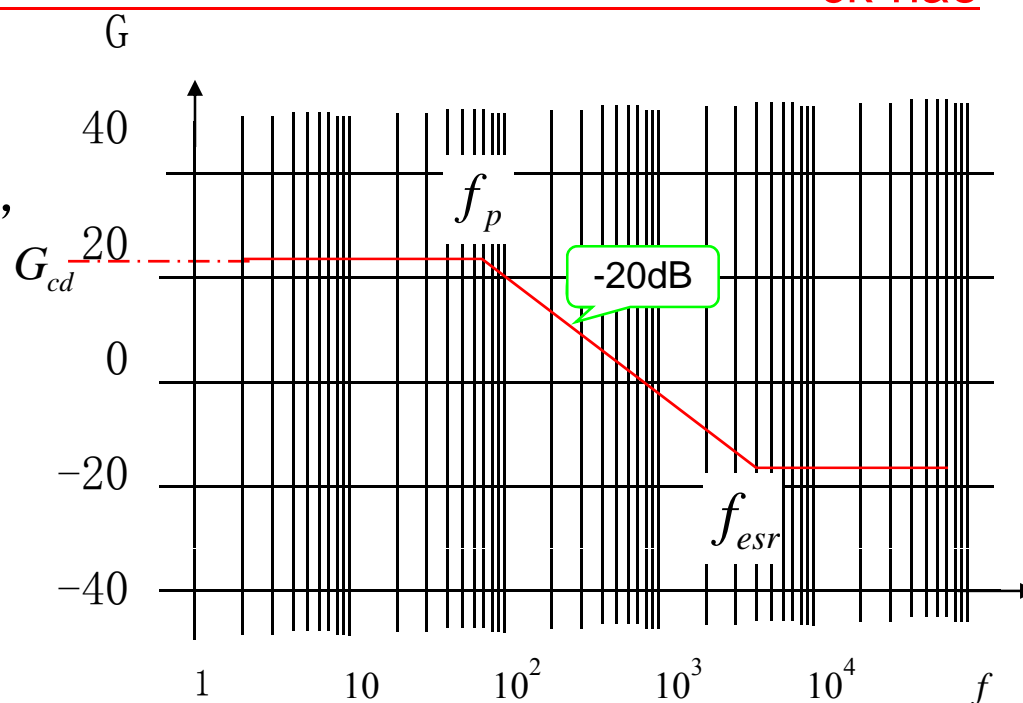
ck-hao

而电流模式，阻性负载，且低压、满载时，包含LC滤波环节的DC-DC变换的幅频波特图有本质上的不同，其幅频波特图见右图。

$$\text{其中: } f_p = \frac{1}{2\pi C_o R_{L\min}}$$

$$f_{esr} = \frac{1}{2\pi C_o R_{esr}}$$

$$G_{cd} \approx 20 \log \frac{V_{s\min}}{1.6n}$$



注意，在电流模式时，因对电流脉冲调控而非对输出电压进行调控，故滤波电感 L_1 不产生相位移动，所以，增益与相位移动仅由滤波电容 C_o 、负载 R_L 确定。这样一来，就与反激变换器的相类似。

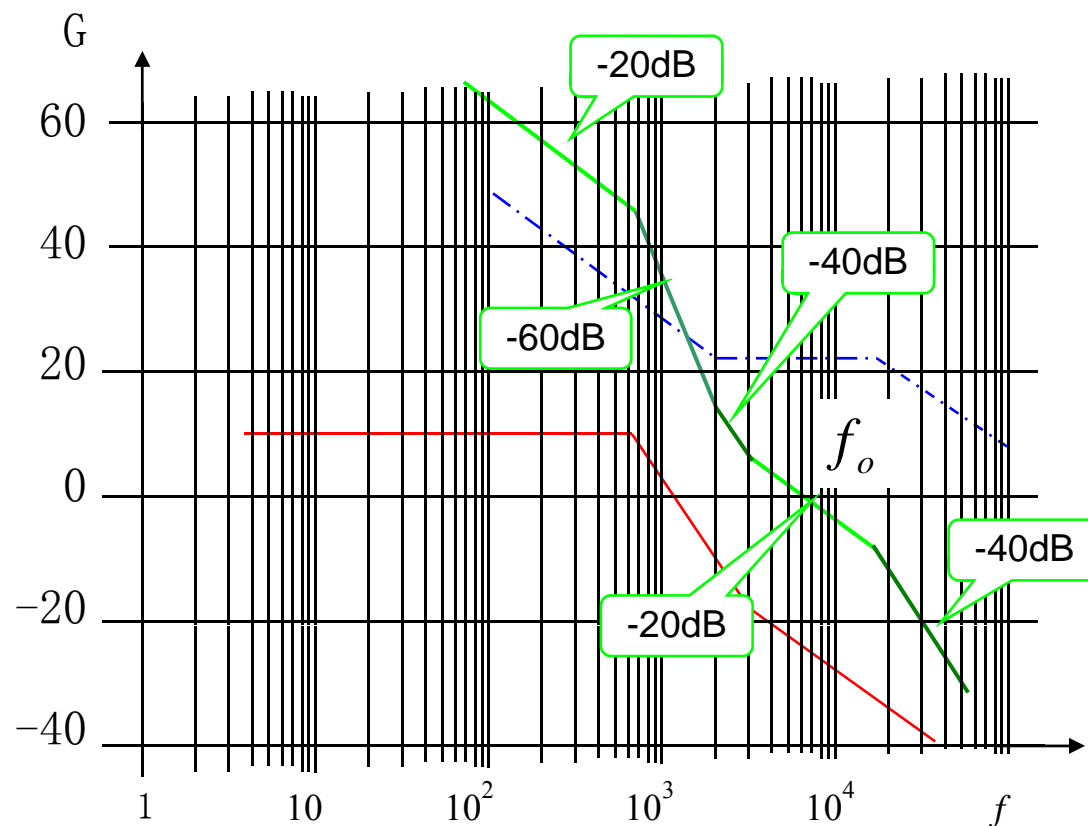
此模式时的DC-DC变换的相频特性也就与反激变换器的相同，既在低频段，相位无滞后，在极点 f_p 左右，相位滞后了 90° ，在零点 f_{esr} 左右，相位又超前 90° ，在 $f \gg f_{esr}$ 时，相位不滞后，也不超前。

8: 正激变换器

在电压模式时，如何选择误差放大环节的C1、C2、R3、R4，需视交越频率 f_o 而定，一般希望交越频率 f_o 高一点，如果希望 $f_o > f_{esr}$ ，一般要选 f_z 稍小于 f_{esr} ，选 $f_{p1} > 5f_{esr}$ ，此时环路的幅频特性曲线见右图。

此时的交越频率 $f_o \approx 6\text{kHz}$ ，并且以 -20dB 的速率下降，如果超出 $f_{esr} \sim f_{p1}$ 的范围，幅频特

曲线就不是以 -20dB 的速率下降，就不能满足环路稳定的两个条件，当然，不满足稳定条件并不一定要振荡，只是可靠性比较小，容易因为元器件的差异、环境的差异等产生振荡。



思考20: 同等容量、ESR越小的电容越好吗？

8. 正激变换器

ck-hao

改变 G_{ab} 的大小，可以实现环路幅频特性曲线的上下平移，所以，通过调整 $R4/R3$ 的比值，可以初步选定所希望的交越频率 f_o 。

将交越频率 f_o 设置在6kHz，环路响应速度是比较快，但调试也比较困难，对元器件的要求也比较严格，有时为了回避这些问题，我们会把环路响应速度调慢，既选择交越频率 f_o 为几百，甚至几十赫兹，通过减小 $R4/R3$ 的比值，使环路幅频特性曲线的下移，可以使 $f_o < f_p$ ，而幅频特曲线也以-20dB的速率下降。

把环路响应速度调慢，是以牺牲动态响应等技术指标为代价获得的稳定，是低标准、低要求的稳定，切不可就此满足，要对自己提出高标准、严要求，通过实际经验的不断积累、分析能力的不断提高，开发出各种性能都很出色、超群的产品。

8. 正激变换器

ck-hao

环路的相频特性在设计阶段通常只进行核算，在5.4节中分析过反激环路补偿，因为零点、极点是互补配置，只要不出现原则性的错误，相位裕度都会大于45°。

但正激环路补偿而言，零点、极点不全是互补配置的，相位裕度的核算复杂一些，交越频率 f_o 之前有一个LC极点： f_p ，两个RC零点： f_z 、 f_{esr} ，相位滞后几乎相互抵消，如果其后的极点： f_{p1} 远一点，对交越频率 f_o 产生的相位滞后小一点，使相位裕度大于45°还是容易实现的。

但要注意稍大于LC极点 f_p 的某个频率 f' 的相位滞后很容易等于180°，必须予以校正，图中与R1并连的R9、C3就是用于在LC极点上叠加一个零点，同时将零点 f_z 更靠近LC极点，将LC极点产生的180°滞后大部份抵消掉，使频率 f' 的相位滞后小于180°。当然，因并连R9、C3而产生的极点要小于 f_{esr} ，保证交越频率 f_o 处于以-20dB速率下降阶段。

8. 正激变换器

ck-hao

SG3525、TL494等是常见的电压模式PWM IC，常用于半桥、全桥等变换器，其电压环路的补偿可参照本节介绍的方法进行补偿与测试。

UC3842、UC3846、ISL6752等是常见的电流模式PWM IC，用于正激、半桥、全桥等电流型变换器，其电压环路的补偿相对简单一些，可参照本节的相关内容[与7.12节](#)介绍的反激变换器电压环路补偿的方法进行补偿与测试，在这里就不再予以重复叙述。

与电压模式相比，电流模式的环路补偿相对简单一些，这也是电流模式的优点之一，当然，电流模式也有其自身的一些缺欠。

- 一：开关电源技术属于功率电子范畴，涉及电子技术、控制理论、电磁基础、功率器件等多方面的知识，需要在每个方面都打下坚实的理论基础。同时，开关电源技术也是一门实践技能，更需要长时间的经验、经历的积累，所以，开关电源技术是基础知识与调试技能并重的技术，两者相辅相成、不可或缺。

在本次培训中，比较强调分析的理念与过程的细节，实质就是对调试过程与基础知识进行有机的结合，力求理论与实践的并重，希望避免泛泛、空洞的讲理论，也希望避免只知其然不知所以然的介绍调试细节。

- 二：限于个人基础知识和实践技能的欠缺，一定会有很多不严谨、不妥当或谬误之处，请大家多多指教。已经进入了21世纪，自我封闭、个人独有的时代已经一去不复返，只有在开放、共享的环境下，才能不断提高、不断进步，故希望在今后的工作中，能够与大家共同探讨与研究，也共同进步与提高。

我的联系邮件：ck-hao@sohu.com