

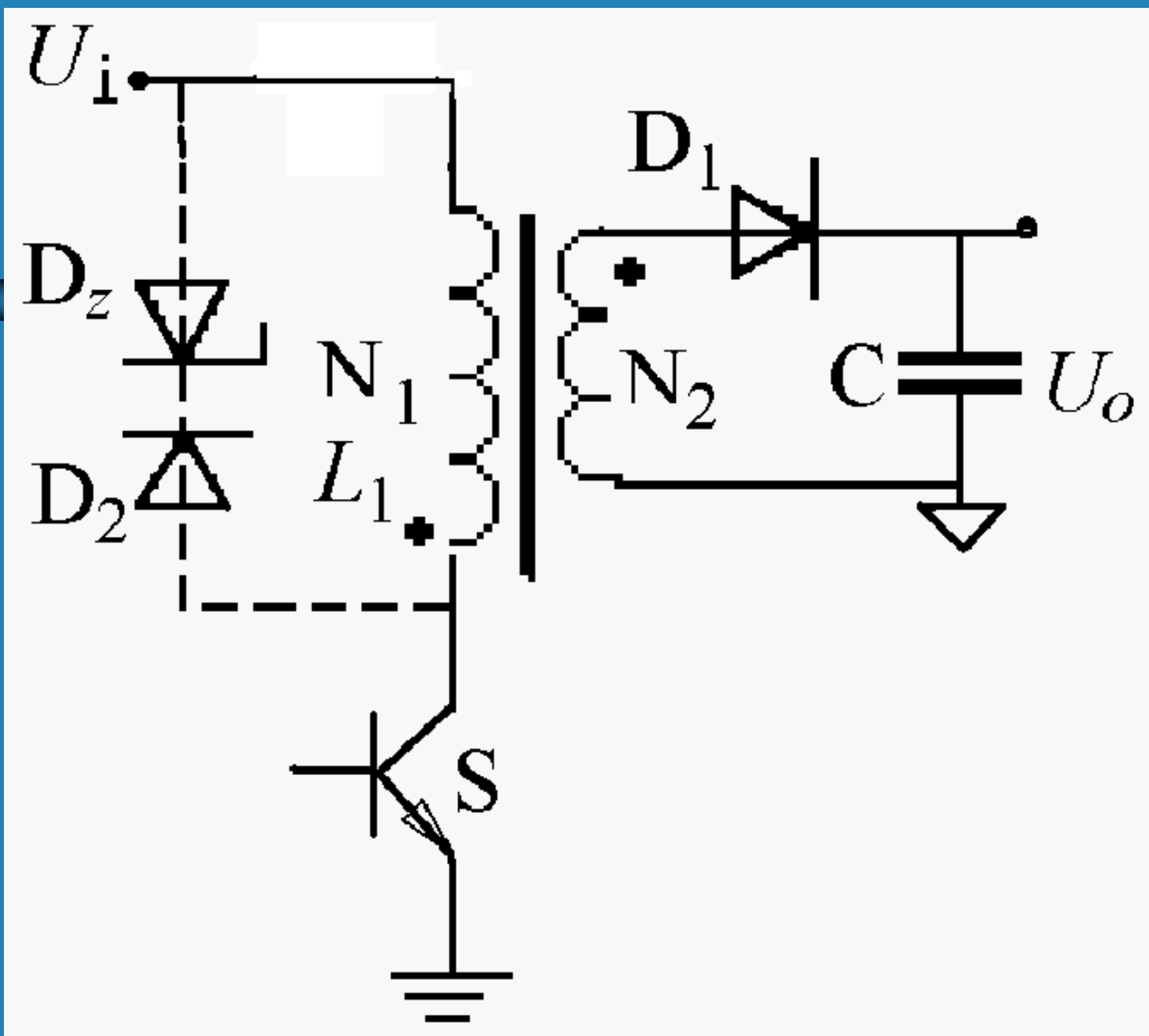


# 反激变换器

南京航空航天大学自动化学院  
赵修科

# 内容:

- Ω 基本原理
- Ω 反激变换器断续模式
- Ω 反激变换器连续模式
- Ω RCC变换器



反激变换器基本电路



# 1. 基本原理

- 在开关S导通时间，输入电压 $U_i$ 加在变压器 $T$ 初级，同名端‘•’相对异名端为负，次级二极管D反偏截止。初级电流线性上升（线性电感），  
变压器作为电感运行：

$$U_i = L_1 \frac{di_1}{dt} = N_1 \frac{A_e dB}{dt}$$

即

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{U_i}{L_1}$$

或

$$\frac{dB}{dt} = \frac{U_i}{N_1 A_e}$$

当功率管关断时，变压器所有线圈感应电势‘·’为正，次级二极管D正偏导通，磁芯磁通不能突变，磁势不变，满足以下关系，作为变压器运行



$$i_{2p}N_2 = N_1I_{1p}$$

当 $i_1$ 下降到零， $i_2$ 达到最大，然后将导通期间存储在磁场能量传输到负载，次级感应电势

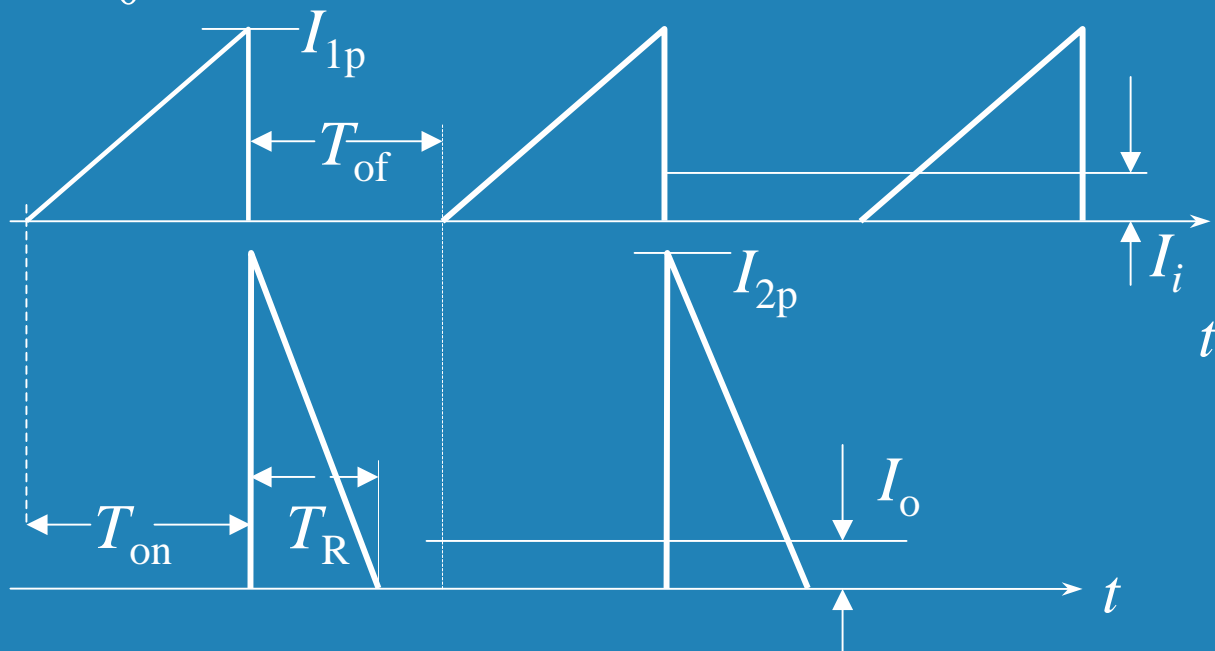
$$U_o = -L_2 \frac{di_2}{dt} = -N_2 \frac{A_e dB}{dt}$$

则次级电流线性下降

$$\frac{di_2}{dt} = -\frac{U_o}{L_2}$$

## 2. 断续工作模式

在功率开关S再次导通前，次级电流下降到零的工作模式称为断续模式. 电路进入稳态，输出电压稳定 $U_0$



当功率开关导通 ( $T_{on}$ )时，次级二极管截止，有

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{U_i}{L_1} = \frac{I_{1p}}{T_{on}}$$

或

$$I_{1p} = \frac{U_i T_{on}}{L_1} = \frac{U_i D}{L_1 f}$$

(1)  6

在导通期间，初级存储的能量

$$W = \frac{L_1 I_{1p}^2}{2}$$

∴ 稳态时，输入功率为

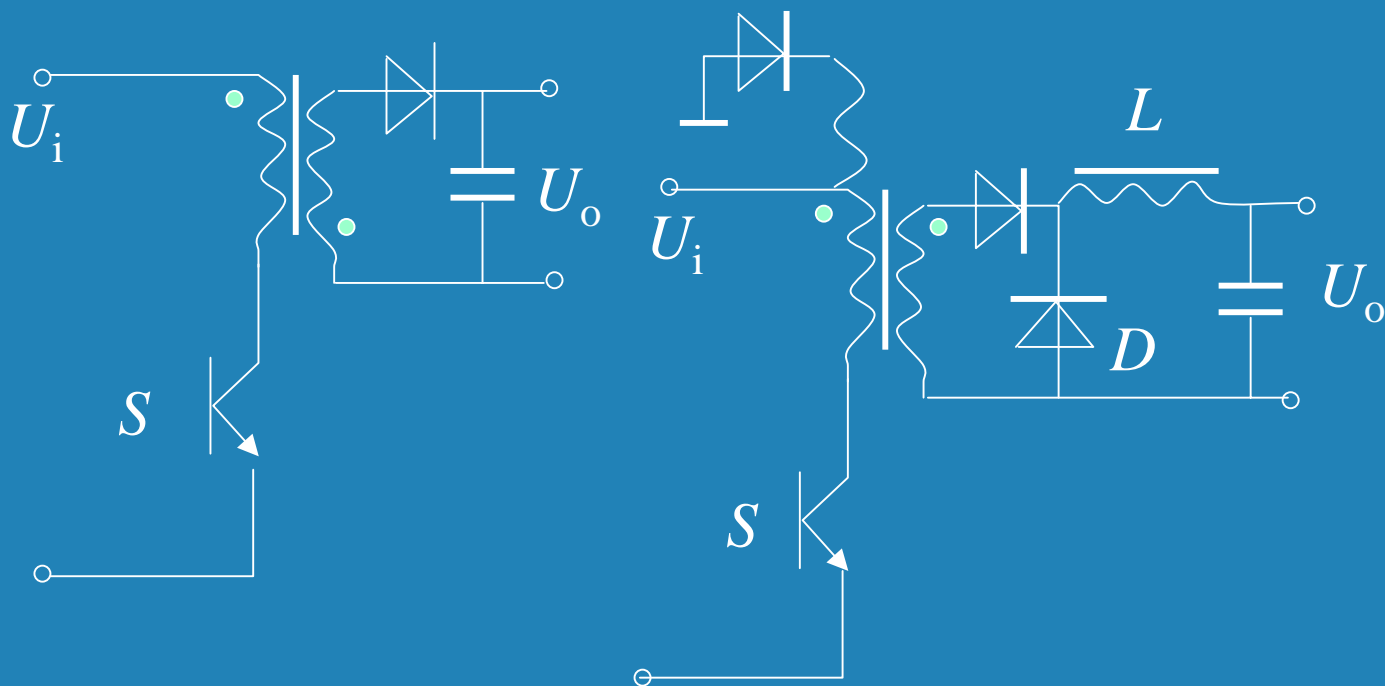
$$P_i = Wf = \frac{L_1 f I_{1p}^2}{2} = \frac{P_o}{\eta} \quad (2)$$

∴ 截止时，次级电流以斜率  $U_o/L_2$  下降，在  $T_R (< T_{of})$  下降到零，将式 (1) 代入式 (2)，得到输出功率为

$$P_o = \frac{(U_i D)^2 \eta}{2 f L_1} \quad (3)$$

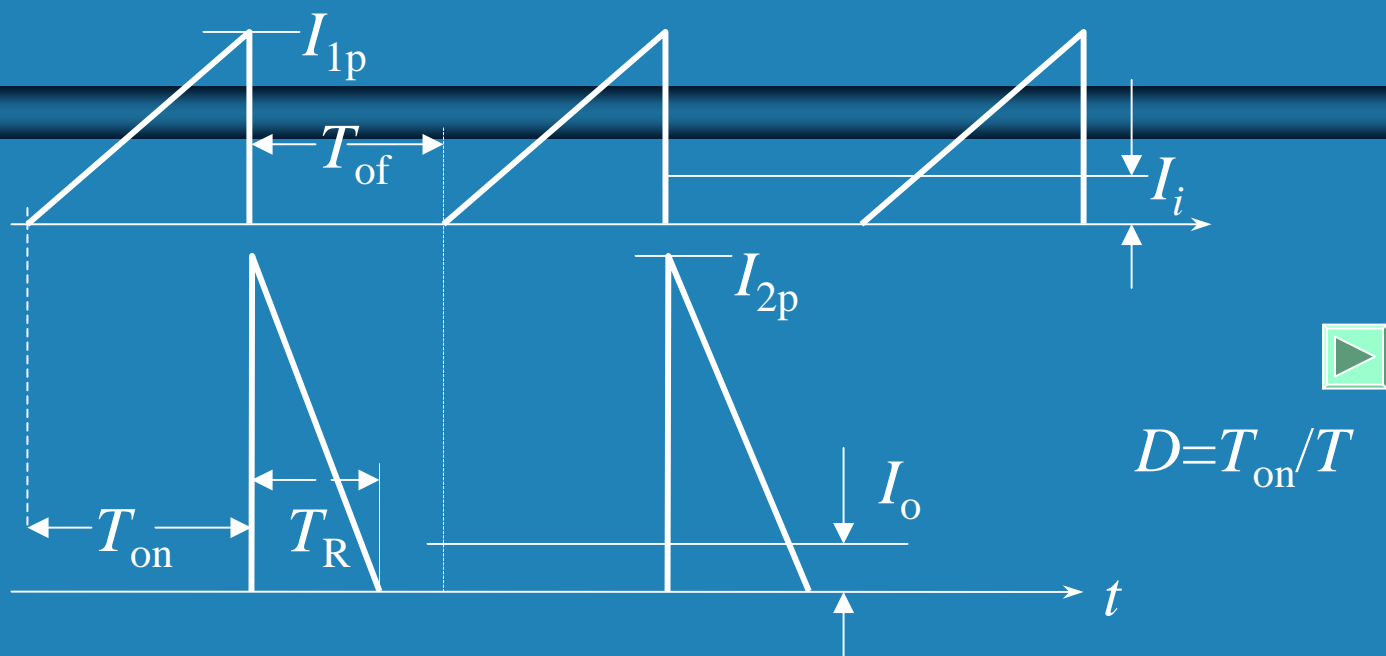
# 电路特点

反激变换器是输出与输入隔离的最简单的变换器。输出滤波仅需要一个滤波电容，不需要体积、重量较大的电感，较低的成本。尤其在高压输出时，避免高压电感和高压续流二极管。





功率晶体管零电流开通，开通损耗小。而二极管零电流关断，可以不考虑反向恢复问题。



输入平均电流是其峰值电流的 $D/2$ 。如果 $D=0.5$ ， $I_i = I_{1p}/4$ 。很高的初级峰值电流要选择比连续模式大得多电流定额功率管，适用于高的输入电压（ $>100V$ ）和较小输出功率。同时关断损耗很大，漏感对效率影响大。

Ω 次级峰值电流高,当要求较小的输出纹波电压时,这样高的峰值电流需要很大的输出滤波电容。同时电容的交流有效值应满足电路要求。为了减少输出纹波,这样极高的电流脉冲需要许多铝或钽电容并联,除非运用较贵的叠层电容。同时,在关断时,初级峰值电流向次级转换,大的阶跃次级峰值电流流入电容,在电容的ESR、ESL上引起很窄尖峰(脉宽通常 $<0.5\mu\text{s}$ ,取决于上升时间)。附加LC滤波问题和电容失效。

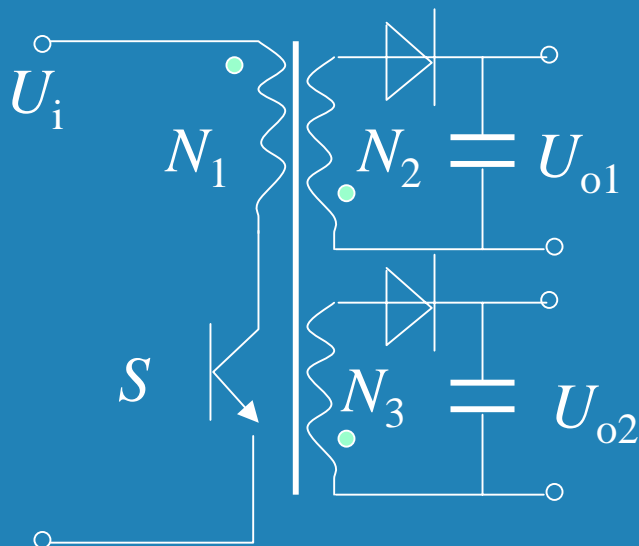
Ω 低输入电压和低输出电求情况下,输出功率受到限制,初级和次级电感太小,生产困难。否则降低开关频率。

$$L_1 = \frac{(U'_{i\min} D_{\max})^2 \eta_T}{2fP'_o}$$

例如:  $U'_{i\min}=10\text{V}, D=0.5, f=250\text{kHz}, P'_o=50\text{W}, L=1\mu\text{H}$

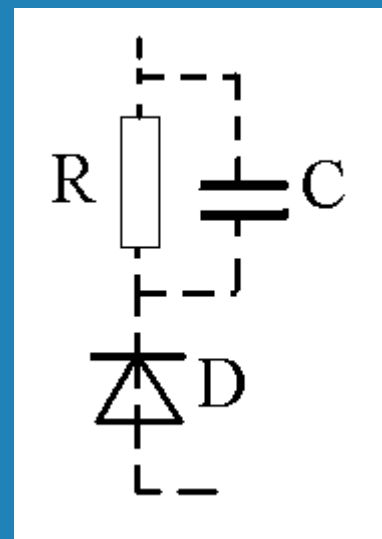
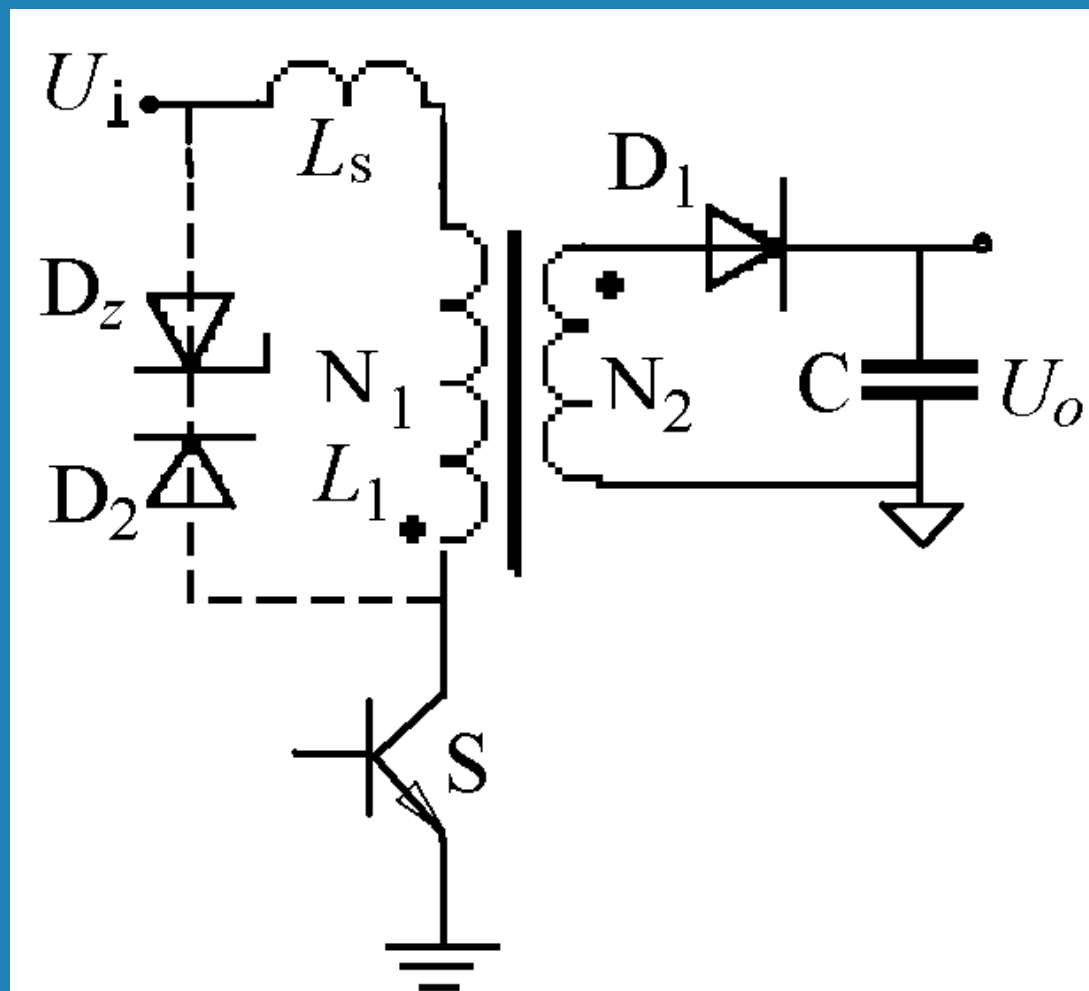
# 漏感影响—不可避免

Ω a. 多路输出交叉调节问题。虽然理论上反激变换器没有输出滤波电感，只有输出电容，相当于电压源，只要一路稳定，多路输出的其余各路基本上（除二极管压降）按匝比稳定输出，但由于漏感存在，产生交叉调节问题。



$$U_{o2} = \frac{N_3}{N_2} U_{o1}$$

Ω b. 为了减少漏感引起的电压尖峰，可在变压器初级并联稳压管或RCD电路吸收漏感能量。以稳压管箝位电路为例来说明漏感对损耗的影响



当功率管关断时，初级电流趋向减少，初级感应电势反号，次级二极管导通，由于漏感存在，初级线圈两端电压为

$$L_s \frac{di_1}{dt} + U'_1 = U_z \quad (4)$$

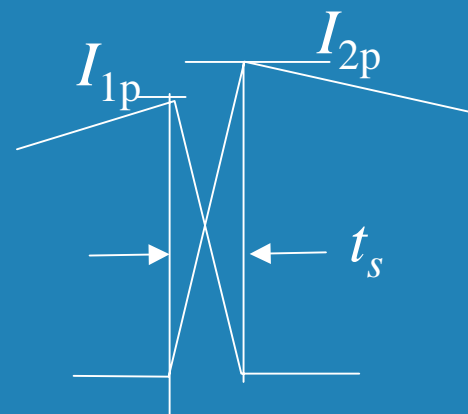
$$U'_1 = nU'_0$$

从 $I_{1p}$ 下降到零的时间为

$$t_s = \frac{L_s I_{1p}}{U_z - U'_1}$$

在稳压管在 $t_s$ 期间损耗功率为

$$P_z = \frac{1}{2} I_{1p} U_z \times \frac{t_s}{T} = \frac{L_s I_{1p}^2}{2} \cdot \frac{U_z}{U_z - U'_1} \quad (5)$$



损耗包含两部分，漏感降低了效率。

# 电路参数选择

## 1) 确定初级与次级匝比

### 电路效率

$$\eta_i = \frac{P'_i}{P_i} = \frac{U'_i I_i}{U_i I_i} = \frac{U'_i}{U_i}$$

$$\eta_T = \frac{P'_o}{P'_i} = \frac{U'_o I_o}{P'_i}$$

$$\eta_o = \frac{P_o}{P'_o} = \frac{U_o I_o}{U'_o I_o} = \frac{U_o}{U'_o}$$

(6)

### 电路总效率

$$\eta = \eta_i \times \eta_T \times \eta_o$$

# 符号定义

变压器初级感应电势

$$U'_i = U_i - U_{ces} - I_i R_i$$

$R_i$ —输入回路所有电阻

满足输出电压时，变压器次级感应电势

$$U'_o = U_o + U_D + I_o R_o$$

$R_o$ —输出回路所有电阻。

因为输入或输出一个回路，电流相同，效率等于电压比。变压器损耗是磁芯和漏感引起的损耗。



在最低输入电压 $U'_{imin}$  ( $D_{max}$ )时, 变压器实际输出功率与输入功率关系 (式 (3))

$$P'_0 = \frac{(U'_{imin} D_{max})^2 \eta_T}{2fL_1} = P'_i \eta_T$$

Ω 次级输出功率

$$P'_o = W_o f = \frac{(U'_o D_{Rmax})^2}{2L_2 f}$$

两者相等, 得到变压器变比

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U'_{imin} D_{max}}{U'_o D_{Rmax}} \sqrt{\eta_T} \quad (7)$$

通常 $D_{max}=0.5$ ,  $D_{rmax}=0.45\sim 0.5$



考虑了总效率，变压器的变比

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{i \min} D_{\max}}{U_o D_{R \max}} \eta_i \eta_o \sqrt{\eta_T} \quad (8)$$

2) 求初级电感量

$$L_1 = \frac{(U'_{i \min} D_{\max})^2 \eta_T}{2 f P'_o} \quad (9)$$

式中  $P'_o = U'_o I_o$

一般取较小值，保证在规定占空度时，输出大于要求的输出功率。

次级电感为初级电感除以 $n^2$ 。

### 3) 选择磁芯尺寸 根据经验公式

$$AP = A_w A_c = \left[ \frac{L \Delta I}{\Delta B_{max}} \cdot \frac{I_{FL}}{K_2} \right]^{4/3} \text{cm}^4 \quad (10)$$

式中： $K_2=0.006$ ； $I_{FL}$ —平均电流； $\Delta I$ —峰值电流。根据工作频率，材料，允许损耗选择 $\Delta B_{max}$ 。磁芯选择后，热阻已知，根据温升确定允许损耗。迭代法。（参看《开关电源磁性元件设计》）

或根据经验选择适当磁芯试算。窗口不够，再选择大尺寸磁芯。反之，选择小些磁芯。

## 4) 决定线圈匝数

根据电磁感应定律，决定线圈匝数 $N$

$$N = \frac{L\Delta I_{max}}{\Delta B_{max} A_e} \quad (11)$$

一般先从最小电感算起，因匝数取整对铜损耗影响大。取（偏大）整，保证要求电感量（偏小）。

根据匝比再求另一个匝数和电感量。

如果取整变比变化不大，计算初级电流（式（1））和次级电流峰值。

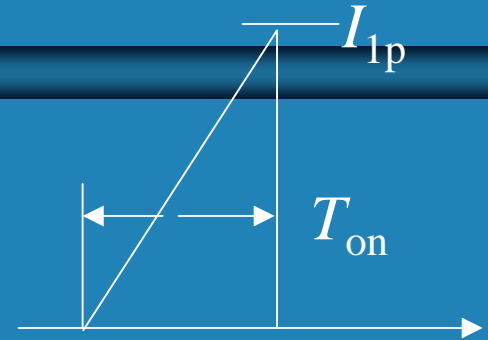
## 5) 线圈导线尺寸

初级电流峰值

$$I_{1p} = \frac{U'_{imin} D_{max}}{L_1 f}$$

初级电流有效值

$$I_1 = I_{1p} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}}$$



导线尺寸：截面积： $A_{cu1} = 0.144 I_{1p} \sqrt{D_{max}}$  ( $j=4\text{A}/\text{mm}^2$ )

次级电流峰值

$$I_{2p} = n I_{1p}$$

次级电流持续占空比

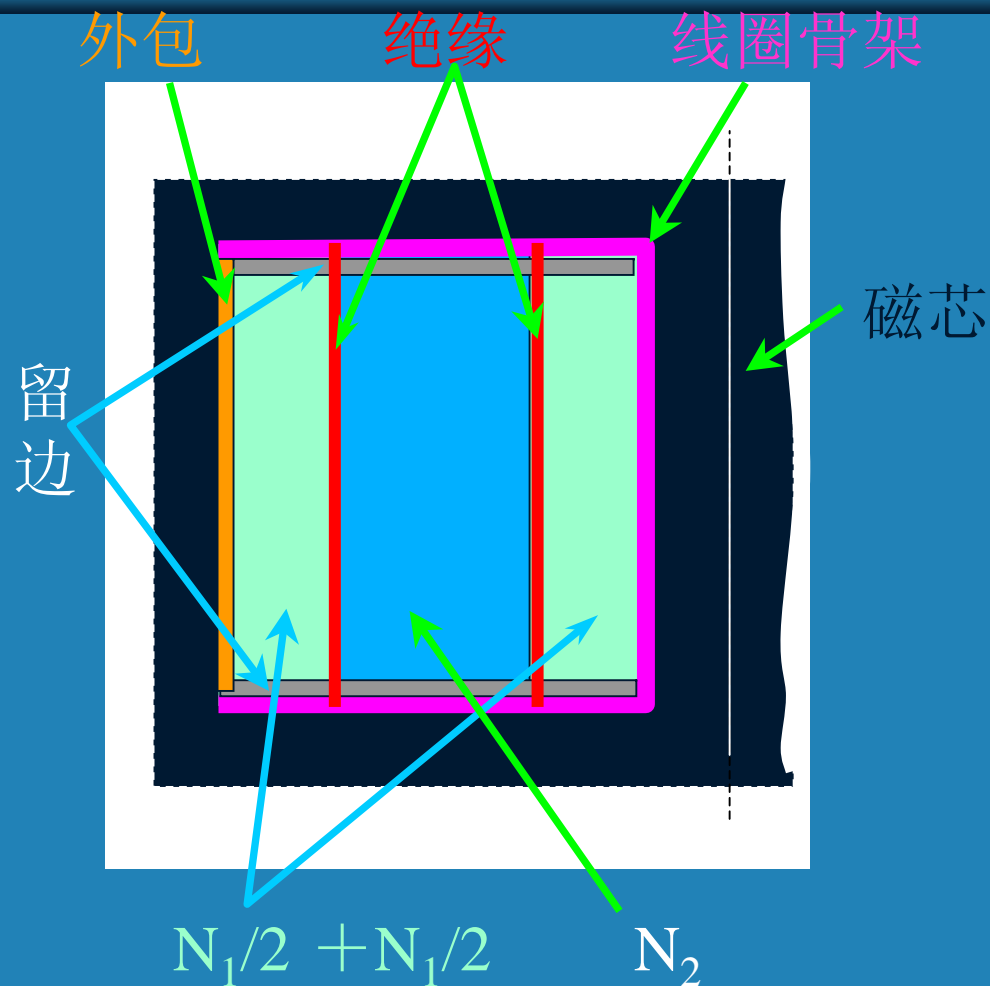
$$D_R = \frac{L_2 I_{2p} f}{U'_o}$$

次级导线尺寸：截面积：

$$A_{cu2} = 0.144 I_{2p} \sqrt{D_R}$$

## 6) 线圈结构

$\Omega$  为减少漏感，初级和次级线圈采用交错安放。常用  $N_1/2 \Rightarrow N_2 \Rightarrow N_1/2$



# 功率器件选择

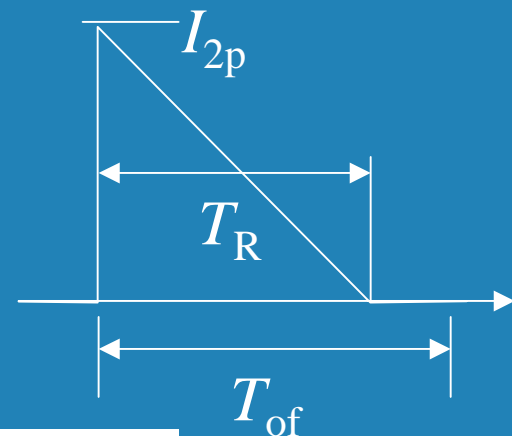
功率管电流定额  $I_{CM} > (1.6 \sim 2) I_{1p}$

功率管电压定额  $U_{(BR)CER} > (1.3 U_{imax} + U_z)$

采用开关二极管，选用较小的  $t_{rr}$

电流定额  $I_D > I_2 / 1.57$

电压定额  $U_{DR} > (U'_o + U_{imax} / n)$



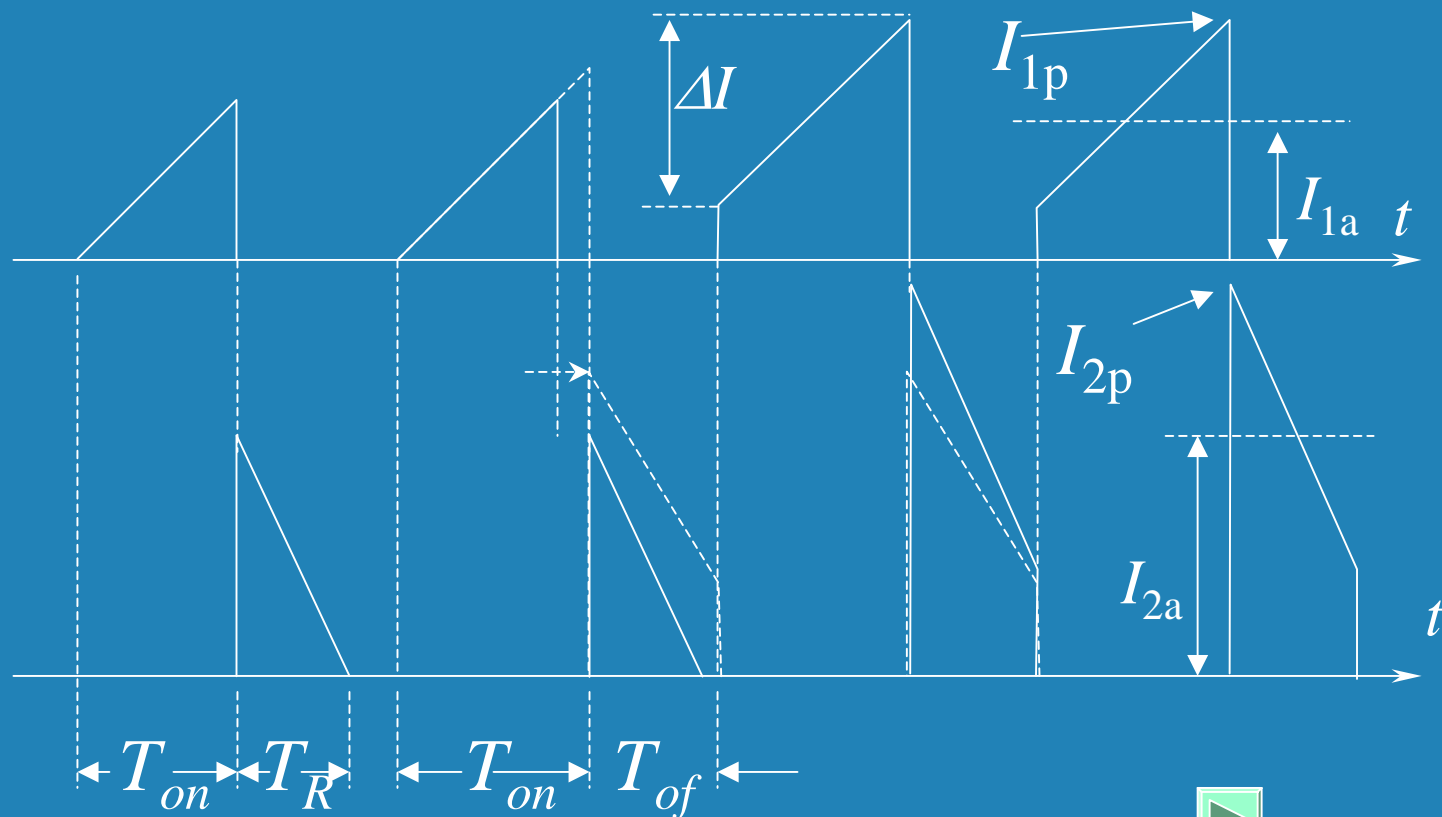
输出滤波电容选择

$$C = \frac{I_{2p} \times 65 \times 10^{-6}}{\Delta U_{pp}}$$

应当检查电容在该频率有效值  $I_C > \sqrt{I_2^2 - I_o^2}$ 。不满足时，采用多个并联，或加LC滤波。

# 3. 连续模式

## 1) 从断续模式到连续模式



## 2) 基本关系

根据电磁感应定律变压器导通时磁通变化量与截止磁通变化量相等

$$\Delta\phi = \frac{U_i T_{on}}{N_1} = \frac{U_o T_{of}}{N_2}$$

因此

$$U_o = \frac{U_i N_2 T_{on}}{N_1 T_{of}} = \frac{U_i D}{n(1-D)} \quad (12)$$

初级电流  $I_i = DI_{1a}$

初级电流有效值  $I_1 \approx I_{1a} \sqrt{D}$  (13)

次级电流  $I_o = (1-D)I_{2a} = nI_i$





如果初级电感是线性电感，选取 $\Delta\phi/\phi=0.2=\Delta I/I_a$ 。  
初级电感

$$L_1 \geq \frac{U'_i D}{\Delta I_1 f} = \frac{\eta (U'_{i \min} D_{\max})^2}{0.2 P'_o f}$$

功率开关截止期间承受的电压

$$U_{CE} = U_{i \max} + n U'_o = \frac{U_{i \max}}{1-D}$$



选择功率开关电压定额( $U_{(BR)CEX}$ )大于( $U_{CE} + 0.3U_{i \max}$ )

功率管电流定额 $I_{CM} > 2I_a$ 。高压功率管电流放大倍数一般在15~35之间。

二极管承受的电压与断续相似

$$U_{DR} = U'_o + U'_{imax} / n$$

二极管电流定额

$$I_D = \frac{I_2}{1.57} = \frac{I_{2a} \sqrt{D}}{1.57}$$

输出电容电流有效值

$$I_c = I_a \sqrt{(1-D)D}$$

根据电容电流有效值选择电容量或根据纹波 ( $\Delta U$ )、 $I_{2p}$ 、ESR选择电容量，检查电流有效值。

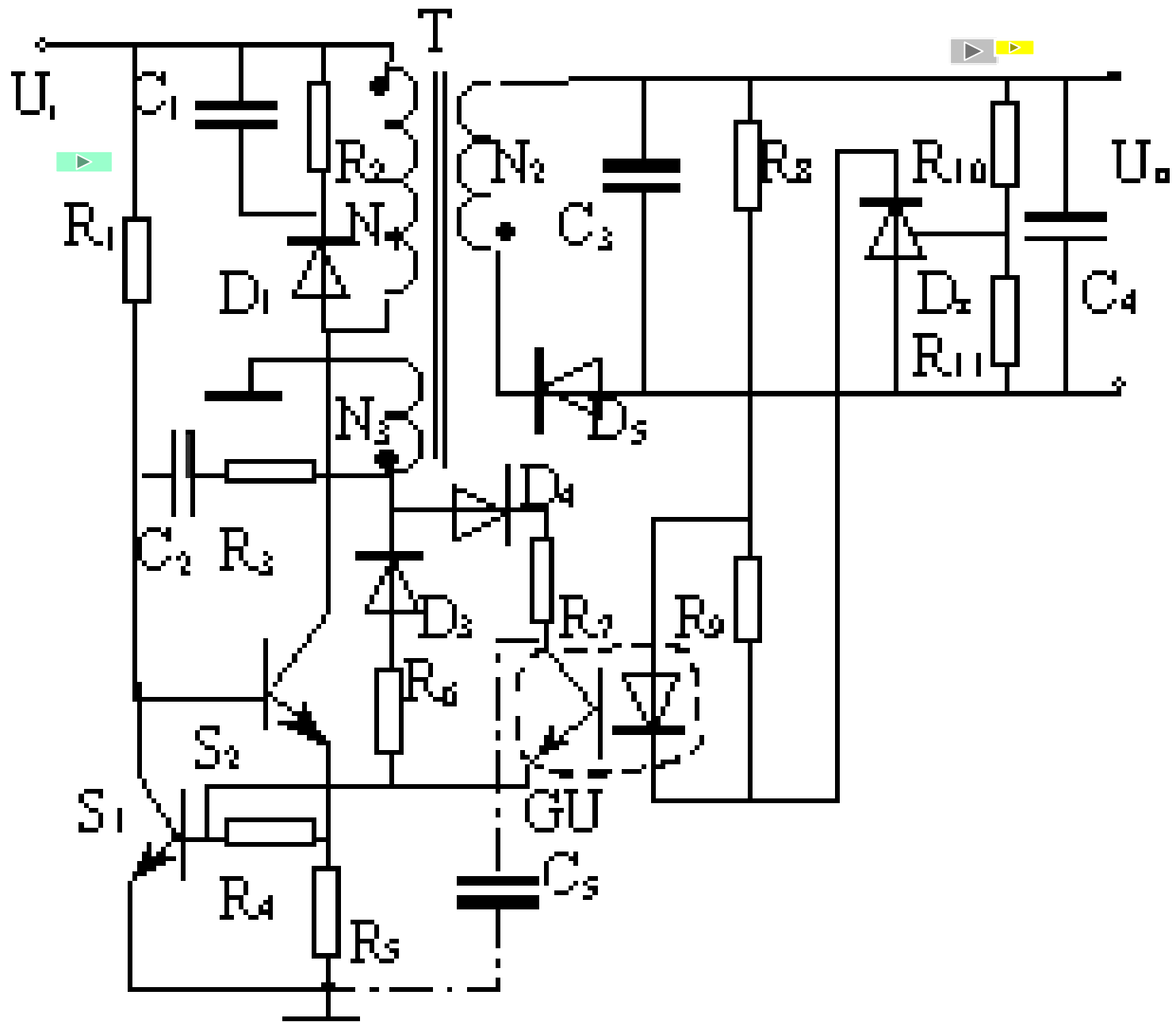


图 2-10 RCC 电路原理图

# RCC电路原理

初始基极电流( $i_b = U_i / R_1$ )提供集电极电流  $i_c = \beta i_b > i'_c$ ，晶体管饱和，输入电压加在初级  $N_1$  上，同名端“·”为正，正反馈线圈  $N_3$  感应电势为  $S_2$  提供更大基极电流，保证  $S_2$  逐渐增长的集电极电流情况下仍饱和。根据电磁感应定律有

$$U_i = L_1 \frac{di_1}{dt}$$

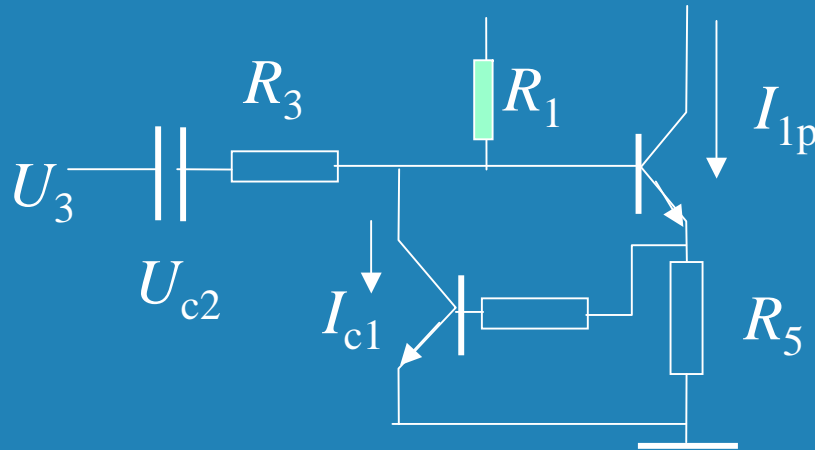
初级电流为

$$i_1 = i_c = \frac{U_i}{L_1} t$$

初级电流随时间线性增长。

启动时，次级电压未建立，光耦输出截止， $S_1$ 也截止。当 $U_e = i_e R_5 > 0.6V$ 时， $S_1$ 导通对 $S_2$ 基极电流分流，当

$$i_b \approx \frac{U_3 - I_{1p} R_5 - U_{c2} - U_{be}}{R_3} - i_{c1} = \frac{I_{1p}}{\beta} = \frac{U_i T_{on}}{L_1 \beta}$$



晶体管退出饱和，各线圈感应电势反号，加速 $S_2$ 截止。次级二极管导通，对输出电容、负载供电。输出电容电压增高，次级电流下降。当 $i_2$ 下降到零， $S_2$ 又自激。新的周期开始。

## 稳态工作

当输出电压建立以后，电压反馈 $R_{11}, R_{12}$ 、 $D_z$  (431)、光耦 (GU) 工作。控制 $S_2$ 基极电流，将 $S_2$ 基极电流分流，使得初级峰值电流在比启动峰值电流

小时关断，当满足以下关系时，输出电压稳定：

$$I_{1p} = \sqrt{\frac{2P'_o}{\eta f L_1}} = \frac{U'_i D}{f L_1}$$

临界连续是连续特例，输出与输入关系为

$$n = \frac{U'_i D}{U'_o (1-D)} = \frac{N_1}{N_2}$$

按最低输入电压时， $D=0.5$ 选择匝比。电流关系相似于断续，只是式中 $D_R$ 换成 $(1-D)$ ，电压关系相似于连续。式(9)决定初级电感。

# 电路设计若干问题

- ∞ 当接通电源输出电压尚未建立时，功率开关关断由  $U_e = I_e R_5 \approx 0.6V$  引起的，初级电流达到最大值。此峰值电流必须大于最低输入电压时稳态峰值电流，否则不能启动。即

$$I_{1p} = \sqrt{\frac{2P'_o}{fL_1\eta_T}} \leq I_{1pmax} = \frac{0.6}{R_5}$$

- ∞ 根据电磁感应定律磁芯中的磁通密度最大值为

$$\Delta B_{max} = \frac{L_1 I_{1pmax}}{N_1 A_e} < B_{s(100^\circ)}$$

这就是说，如果 $R_5$ 过小，将导致磁芯饱和。

启动以后，主要由正反馈线圈提供基极电流。由于反馈线圈是正激供电，基极电压近似电压源。当晶体管截止时， $N_3$ 电压为 $N_2$ 电压箝位，次电压不应当超过 $S_2$ 的 $U_{(BR)EBO}$ ，即

$$N_3 \leq \frac{U_{(BR)EBO}}{U'_o} N_2$$

$N_3$ 提供的基极电流 $i_b$ 应满足

$$i_3 = \frac{1}{R_3} \left( \frac{U_{imin} N_3}{N_1} - U_{be} \right) > \frac{I_{1p}}{\beta_2}$$

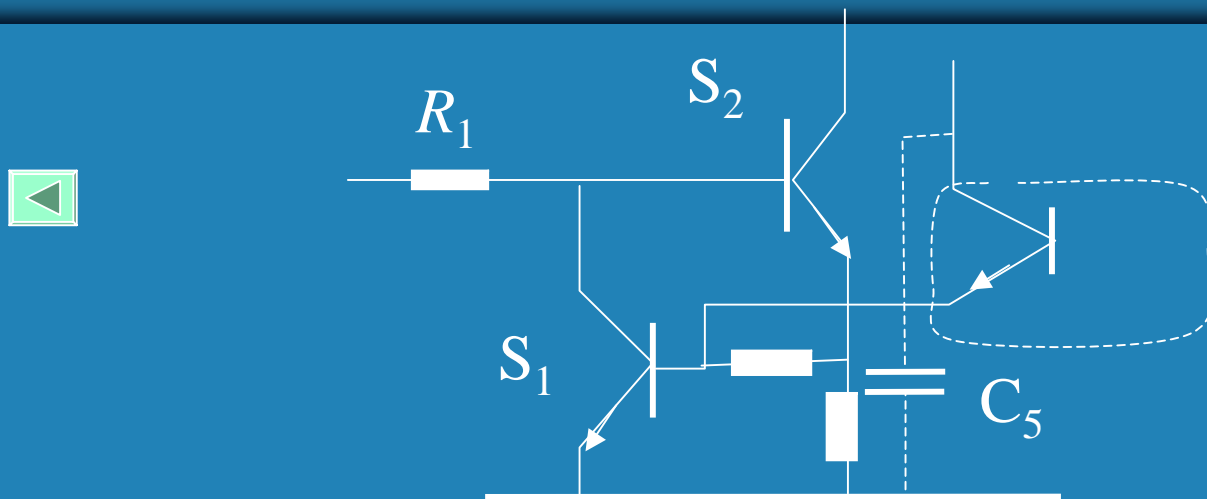
一般 $\beta$ 取最小值的80%，保证低温启动和在最低输入电压输出最大功率。



Ω 启动电流一般约零点几mA，与最高输入电压时反馈线圈电流有关，尽可能小。 $i_{3\max}/i_{R1} < \beta_2$ 。如果输入是全电压， $R_1$ 受到电阻耐压限制，可能用几个电阻串联，每个电阻值在1M Ω以下。

Ω 当输出空载并最高输入电压时，反馈线圈电流最大；输出电压升高，电压反馈使得光耦导通电流 $I_D$ 加到最大，选择 $R_8$ 保证提供足够大电流。因为光耦传输比 $\alpha < 1$ ， $S_1$ 几乎抽走全部反馈电流 $i_3 < \beta(\alpha I_D - 0.6/(R_4 + R_5))$ 。但光耦的传输比一般为正温度系数。因此 $R_8$ 不能选取太大，要保证在最低温度也能满足以上条件，否则输出电压在空载时失控。为避免输出失控，在输出端并联一个稳压值稍高于输出电压的稳压管。

Ω 反馈隔离光耦线性工作，集电极由反馈线圈 $N_3$ 经 $D_4$ 、 $R_7$ 供电，为保证自激，通常加一个 $C_5$ 延迟。



Ω 如果从电网输入，小功率采用电容滤波，启动冲击电流很大。一般在输入电路中串联限流电阻。小功率电源有多次插拔要求，限流不能采用温度电阻，最好采用线绕电阻。

如果输出导线很长，输出电线有压降。电压反馈在机盒内，随着负载电流的增加，长输出线的负载端电压下降。为补偿输出导线电阻 $R_o$ 压降，可以接入负载补偿，电路如图所示。

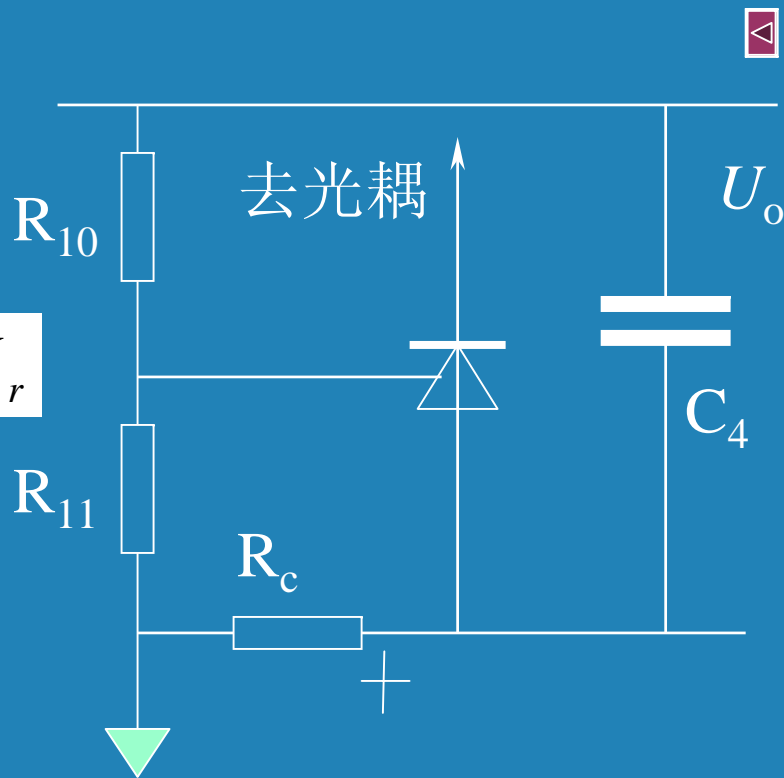
需要补偿

$$\Delta U = I_o R_o$$

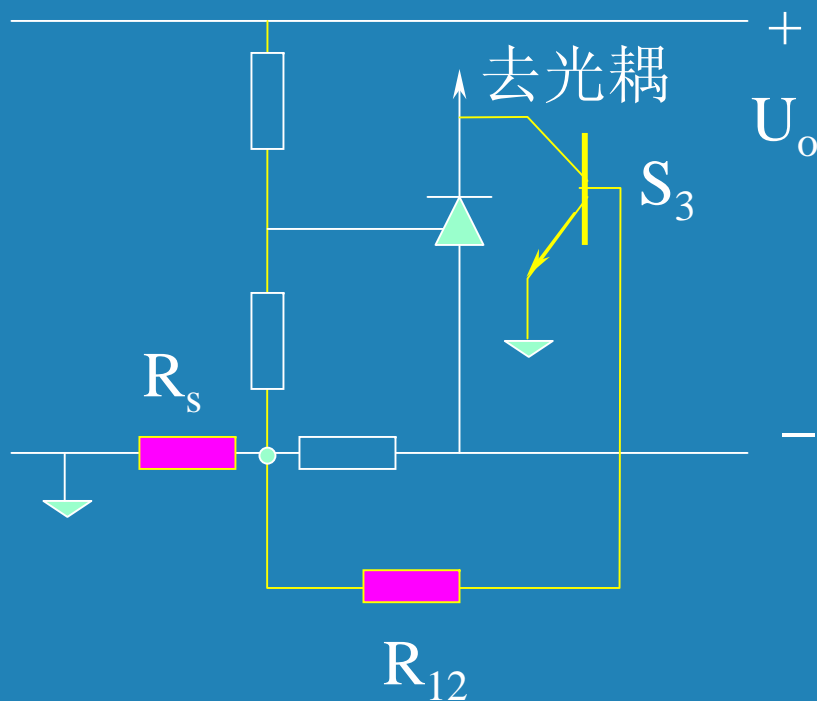
$$\Delta U + \Delta U_r = \left(1 + R_{10}/R_{11}\right)\Delta U_r$$

解得

$$R_c = \frac{R_{11}}{R_{10}} R_o$$



如果需要在需要恒流或限流，当效率不是很重要时，可以采用图示电路。电路中 $R_s$ 为电流检测电阻。当负载电流在检测电阻上压降大于0.6V时， $S_3$ 导通，与431的输出组成‘或’逻辑。恒流时，输出电压降低，431截止。电流反馈起作用。恒定电流为  $I_o = 0.6V / R_s$



$S_3$ 的 $U_{be}$ 温度系数-2mV/°C,可以采用NTC补偿 $U_{be}$ 。但NTC温度系数太大,通过与线性电阻串、并联构成 $R_s$ 达到拟合 $U_{be}$ 温度特性。

Ω 在输出短路时，由于431阴极电源被短路，光耦初级电流被限制，甚至为零，次级晶体管电流也被限制或为零，短路电流增大。频率降低，导致变压器饱和而使电路失效。

Ω 通常在变压器初级电源‘+’到次级地之间接1电容解决EMC问题。也可以在N3同名端到地接1电容，调整电容大小，也可解决EMC问题。

# 谢谢!

