

精通反激式开关电源设计

目录

■系统应用需求.....	3
■步骤 1_确定应用需求.....	3
■步骤 2_根据应用需求选择反馈电路和偏置电压 V_B	4
■步骤 3_确定最小和最大直流输入电压 V_{MIN} 和 V_{MAX} ，并基于输入电压和 P_O 选择输入存储电容 C_{IN} 的容量.....	6
3.1、选择输入存储电容 C_{IN} 的容量.....	6
3.2、确定最小和最大直流输入电压 V_{MIN} 和 V_{MAX}	8
■步骤 4_输入整流桥的选择.....	9
■步骤 5_确定发射的输出电压 V_{OR} 以及钳位稳压管电压 V_{CLO}	10
■步骤 6_对应相应的工作模式及电流波形设定电流波形参数 K_P ：当 $K_P \leq 1$ 时， $K_P = K_{RP}$ ；当 $K_P \geq 1$ 时， $K_P = K_{DP}$	13
■步骤 7_根据 V_{MIN} 和 V_{OR} 确定 D_{MAX}	15
■步骤 8_计算初级峰值电流 I_P 、输入平均电流 I_{AVG} 和初级 RMS 电流 I_{RMS}	15
■步骤 9_基于 AC 输入电压， V_O 、 P_O 以及效率选定 MOS 管芯片.....	16
■步骤 10_设定外部限流点降低的 I_{LIMIT} 降低因数 K_I	16
■步骤 11_通过 I_P 和 I_{LIMIT} 的比较验证 MOS 芯片选择的正确性.....	17
■步骤 12_计算功率开关管热阻选择散热片验证 MOS 芯片选择的正确性.....	17
■步骤 13_计算初级电感量 L_P	17
■步骤 14_选择磁芯和骨架，再从磁芯和骨架的数据手册中得到 A_e ， l_e ， AL ，和 BW 的参考值.....	18
■步骤 15_设定初级绕组的层数 L 以及次级绕组圈数 N_S （可能需要经过迭代的过程）.....	24
■步骤 16_计算次级绕组圈数 N_S 以及偏置绕组圈数 N_B	24
■步骤 17_确定初级绕组线径参数 OD 、 DIA 、 AWG	25
■步骤 18_步骤 23_检查 BM 、 CMA 以及 L_g 。如果有必要可以通过改变 L 、 NP 或 NS 或磁芯/骨架的方法对其进行迭代，知道满足规定的范围.....	25
■步骤 24_确认 $BP \leq 4200$ 高斯。如有必要，减小限流点降低因数 K_I	26
■步骤 25_计算次级峰值电流 I_{SP}	26
■步骤 26_计算次级 RMS 电流 I_{SRMS}	26
■步骤 27_确定次级绕组线径参数 ODS 、 $DIAS$ 、 $AWGS$	26
■步骤 28_确定输出电容的纹波电流 I_{RIPPLE}	27
■步骤 29_确定次级及偏置绕组的最大峰值反向电压 P_{IVS} 、 P_{IVB}	27
■步骤 30_参照表 8，基于 V_{OR} 及输出类型选择初级钳位电路中使用的钳位稳压管以及阻断二极管.....	27
■步骤 31_根据表 9 选择输出整流管.....	27
■步骤 32_输出电容的选择.....	28
■步骤 33_后级滤波器电感 L 和电容 C 的选择.....	29
■步骤 34_从表 10 选择偏置绕组的整流管.....	29
■步骤 35_偏置绕组电容的选择.....	29

■ 步骤 36 –控制极引脚电容及串联电阻的选择.....	29
■ 步骤 37 –根据图 3、4、5 及 6 中所示的参考反馈电路的类型，选用相应的反馈电路元件.....	29
■ 步骤 38 –环路动态补偿设计.....	30

■系统应用需求

交流输入最小电压：VACMIN，单位 V
交流输入最大电压：VACMAX，单位 V
交流输入电压频率：FL，单位 HZ
开关频率：FS，单位 KHZ
输出电压：Vo，单位 V
输出电流：IO，单位 A
电源效率： η
负载调整率：SI
损耗分配因子：Z
空载功率损耗：P_NO_LOAD，单位 MW
输出纹波电压：VRIPPLE，单位 MV

■步骤 1_确定应用需求

●交流输入最小电压：VACMIN

●交流输入最大电压：VACMAX

输入 (VAC)	VACMIN (V)	VACMAX (V)
宽电压范围	85	265
230 或 115 倍压整流	195	265
自定义	自定义	自定义

●交流输入电压频率：FL

50HZ 或者 60HZ，详见世界电网频率表。本例设计取 50HZ

●开关频率：FS

大于 20KHZ，常用 50KHZ~200KHZ，由 MOSFET 芯片决定。例 TOP246Y 开关频率频率为 66KHZ/132KHZ，本例设计取 132KHZ

●输出电压：VO，本例设计取 32V

●输出电流：IO，本例设计取 1.9A

●电源效率： η

低电压（5V 以下）输出时，效率可取 75%；

中等电压（5V 到 12V 之间）输出时，可选 80%；

高压（12V 以上）输出时，效率可取 85%；

可参考 MOSFET 芯片厂商数据手册建议，如果没有更好的参考依据，可以使用 80%

本例设计取 85%

●负载调整率：SI

参考产品规格书，TOP246Y 提供 4 重负载调整率： $\pm 10\%$ ， $\pm 2.5\%$ ， $\pm 1\%$ ， $\pm 0.2\%$

本例取 $\pm 0.2\%$

●损耗分配因子：Z，如果 $Z = 1$ ，说明所有损耗都在次级侧。如果 $Z = 0$ ，说明所有损耗都在初级侧。如果没有更好的参考数据，可以使用 $Z = 0.5$ 。

- 空载功率损耗： P_{NO_LOAD} ，可参考 MOSFET 芯片厂商数据手册建议，本例取 520mW
- 输出纹波电压： V_{RIPPLE} ，小于 200mV

■步骤 2_根据应用需求选择反馈电路和偏置电压 V_B

以 TOP246Y 为例：

反馈电路	V_B (V)	电路容差	负载* 调整率	输入 电压	总调 整率
初级 / 基本	5.8	±10%	±5%	±1.5%	±16.5%
初级 / 增强	27.8	±5%	±2.5%	±1.5%	±9%
光耦器 / 稳压管	12	±5%	±1%	±0.5%	±6.5%
光耦器 / TL431	12	±1%	±0.2%	±0.2%	±1.4%

表2. 输出要求。*从10%至100%的负载范围

- 使用初级反馈成本最低 (仅适于低功率的应用)。
- 使用光耦器 / 稳压管反馈成本低且输出精度好。
- 使用光耦器 / TL431反馈则输出精度最好。
- 根据表2选定偏置电压 V_B 。
- 根据表3选择光耦器。

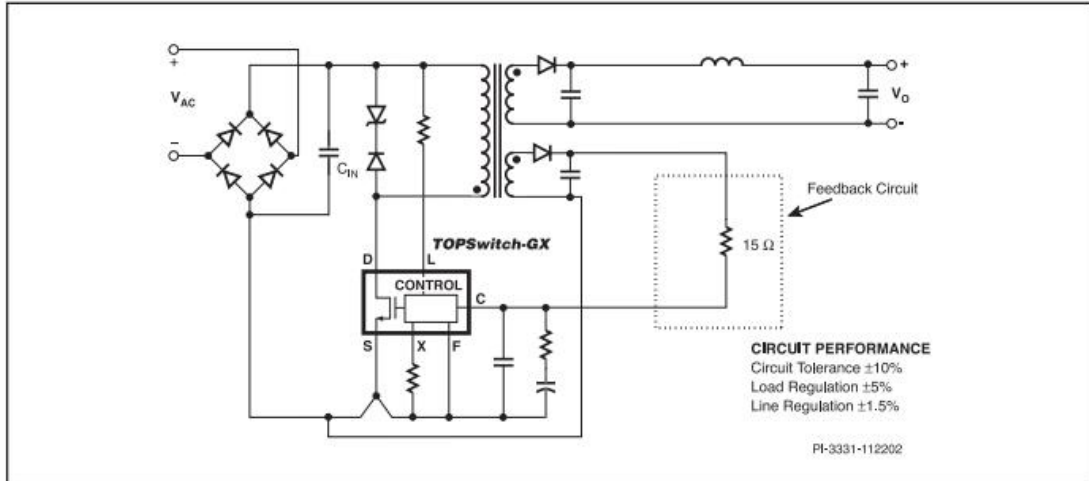


图3. 初级 / 基本反馈电路

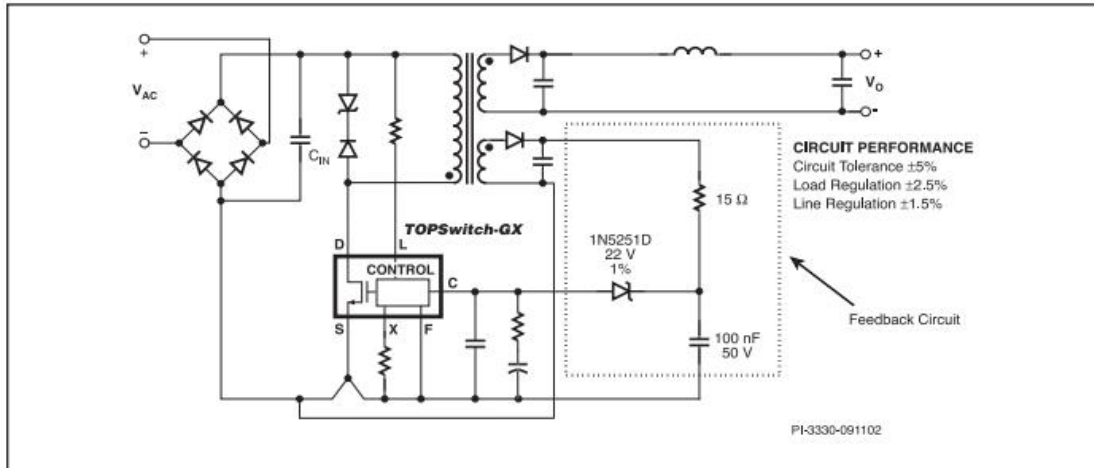


图4. 初级 / 增强反馈电路

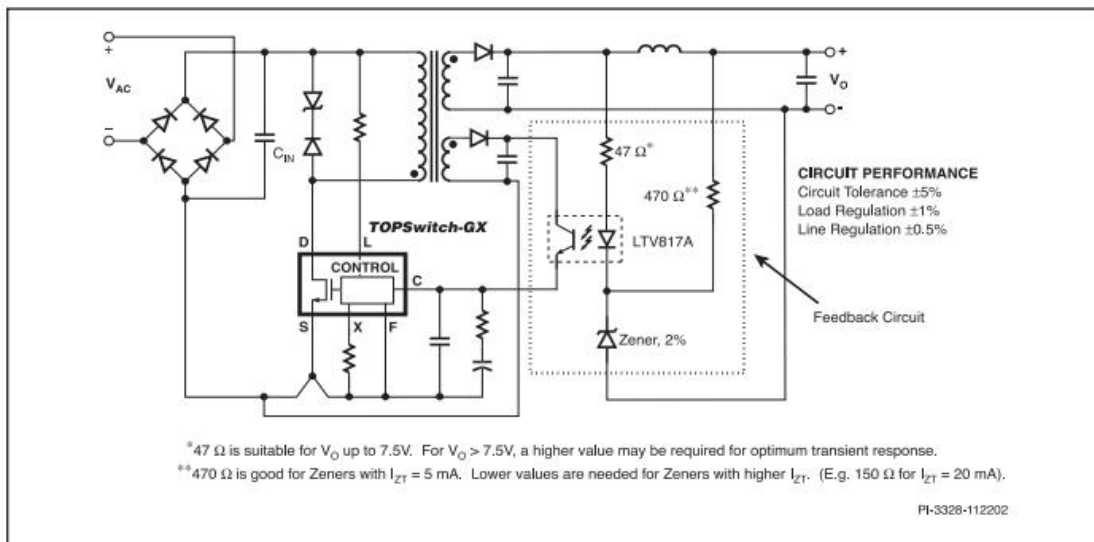


图5. 光耦器 / 稳压管反馈电路

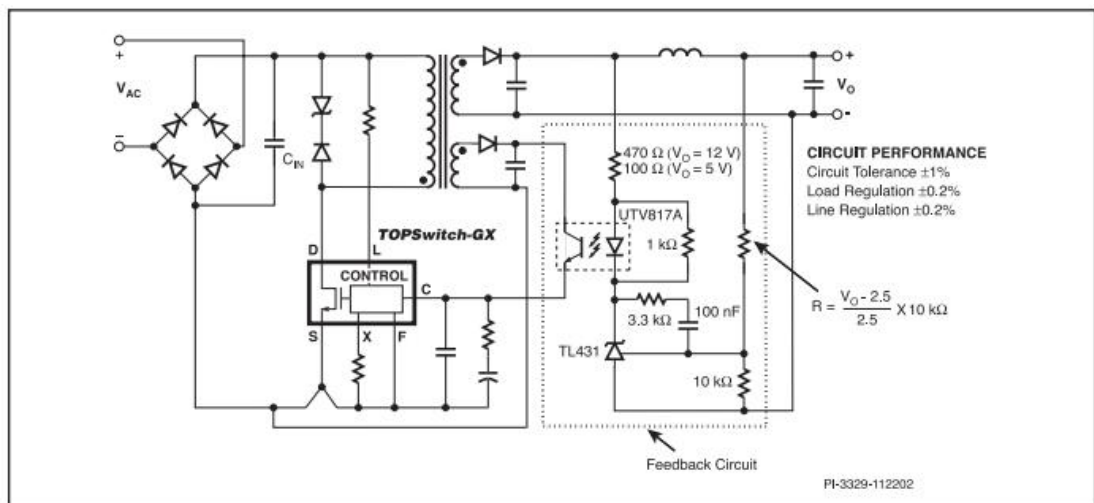


图6. 光耦器 / TL431反馈电路

P/N	CTR(%)	BVCEO	生产商
4 Pin DIP			
PC123Y6	80-160	70 V	Sharp
PC817X1	80-160	70 V	Sharp
SFH615A-2	63-125	70 V	Vishay, Isocom
SFH617A-2	63-125	70 V	Vishay, Isocom
SFH618A-2	63-125	55 V	Vishay, Isocom
ISP817A	80-160	35 V	Vishay, Isocom
LTV817A	80-160	35 V	Liteon
LTV816A	80-160	80 V	Liteon
LTV123A	80-160	70 V	Liteon
K1010A	60-160	60 V	Cosmo
6 Pin DIP			
LTV702FB	63-125	70 V	Liteon
LTV703FB	63-125	70 V	Liteon
LTV713FA	80-160	35 V	Liteon
K2010	60-160	60 V	Cosmo
PC702V2NSZX	63-125	70 V	Sharp
PC703V2NSZX	63-125	70 V	Sharp
PC713V1NSZX	80-160	35 V	Sharp
PC714V1NSZX	80-160	35 V	Sharp
MOC8102	73-117	30 V	Vishay, Isocom
MOC8103	108-173	30 V	Vishay, Isocom
MOC8105	63-133	30 V	Vishay, Isocom
CNY17F-2	63-125	70 V	Vishay, Isocom, Liteon

表3. 光耦器

■步骤 3_确定最小和最大直流输入电压 V_{MIN} 和 V_{MAX} ，并基于输入电压和 P_O 选择输入存储电容 C_{IN} 的容量

3.1、选择输入存储电容 C_{IN} 的容量

(1)输入滤波电容器容量的选择（简单估算）

为降低整流滤波器的输出纹波，输入滤波电容器的容量 C_I 必须选合适。令每单位输出功率(W)所需输入滤波电容器容量(μF)的比例系数为 k ，当交流电压 $u=85\sim 265V$ 时，应取 $k=(2\sim 3)\mu F / W$ ；当交流电压 $u=230V(1\pm 15\%)$ 时，应取 $k=1\mu F / W$ 。输入滤波电容器容量的选择方法详见附表 1， P_o 为开关电源的输出功率。

表1 输入滤波电容器容量的选择方法

u/V	$U_{I(min)}/V$	P_O/W	$k/(\mu F/W)$	$C_I/\mu F$
110(1±15%)	≥90	2~3	(2~3)	≥(2~3) P_o 值
85~265	≥90	2~3	(2~3)	≥(2~3) P_o 值
230(1±15%)	≥240	1	1	≥ P_o 值

电源网 [www.dianyuan.com](#)

(2)输入滤波电容器容量的选择（准确计算）

准确计算输入滤波电容器容量的方法输入滤波电容的容量是开关电源的一个重要参数。

CI 值选得过低，会使 UImin 值大大降低，而输入脉动电压 UR 却升高。但 CI 值取得过高，会增加电容器成本，而且对于提高 UImin 值和降低脉动电压的效果并不明显。

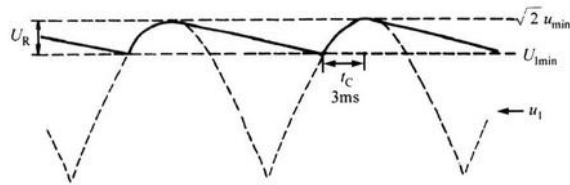
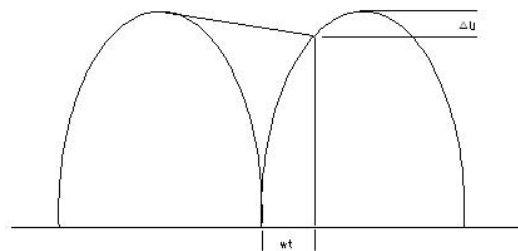
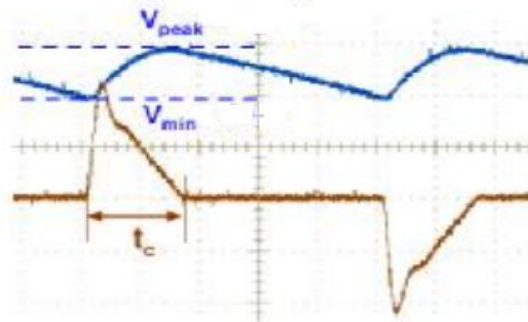


图2 交流电压为最小值时的输入电压波形



公式 1: $\sqrt{2} * u_{min} * \sin \omega t = U_{Imin}$

$\rightarrow \omega t = \arcsin \left(\frac{U_{Imin}}{\sqrt{2} * u_{min}} \right)$

$\rightarrow t = \frac{\arcsin \left(\frac{U_{Imin}}{\sqrt{2} * u_{min}} \right)}{2 * \pi * FL}$

$\rightarrow t_c = \frac{1}{4 * FL} - \frac{\arcsin \left(\frac{U_{Imin}}{\sqrt{2} * u_{min}} \right)}{2 * \pi * FL}$ (1)

公式 2: 电容放电过程中放掉的能量

$Q = 1/2 * C_{IN} * U^2$

$= 1/2 * C_{IN} * (\sqrt{2} * u_{min})^2 - 1/2 * C_{IN} * (U_{Imin})^2$

$= 1/2 * C_{IN} \left[(\sqrt{2} * u_{min})^2 - (U_{Imin})^2 \right]$

又 $Q = P_{IN} * \left(\frac{1}{2 * FL} - t_c \right) = P_O / \eta * \left(\frac{1}{2 * FL} - t_c \right)$

所以: $Q = 1/2 * C_{IN} \left[(\sqrt{2} * u_{min})^2 - (U_{Imin})^2 \right] = P_O / \eta * \left(\frac{1}{2 * FL} - t_c \right)$

$\rightarrow C_{IN} = \frac{2 P_O * \left(\frac{1}{2 * FL} - t_c \right)}{\eta * \left[(\sqrt{2} * u_{min})^2 - (U_{Imin})^2 \right]}$ (2)

- ① 对于正常输入电压范围：输入电压为 AC195-265V，那么最低输入电压为 AC195V，在该输入电压的情况下，整流后输出电压峰值一般为 $195 \times \sqrt{2} = 275V$ ，输入电容的选择一般根据整流后最低输出电压来计算，如果我们考虑整流后最低输出电压为 240V，则有由 $195 \times 1.414 \sin \omega t = 240$ ，可以计算 $\omega t = 61$ ，可以计算出在单个脉动周期内，

$$T_c = \frac{1}{4 \cdot f_L} - \frac{49}{2\pi f_L} = 1.6ms, \text{放电时间为 } 8.4ms;$$

$$C = \frac{2 \cdot 60 \cdot 0.0084}{0.85 \cdot [(\sqrt{2} \cdot 195)^2 - 240^2]} = 64 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 64\mu\text{F} \gg 1 \cdot P_O$$

- ② 对于宽输入电压范围：输入电压为 AC85-265V，那么最低输入电压为 AC85V，在该输入电压的情况下，整流后输出电压峰值一般为 $85 \times \sqrt{2} = 120V$ ，输入电容的选择一般根据整流后最低输出电压来计算，如果我们考虑整流后最低输出电压为 90V，则有由 $85 \times 1.414 \sin \omega t = 90$ ，可以计算 $\omega t = 49$ ，可以计算出在单个脉动周期内，

$$T_c = \frac{1}{4 \cdot f_L} - \frac{49}{2\pi f_L} = 2.3ms, \text{放电时间为 } 7.7ms;$$

$$C = \frac{2 \cdot 60 \cdot 0.0077}{0.85 \cdot [(\sqrt{2} \cdot 85)^2 - 90^2]} = 171 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 171\mu\text{F} \in (2 \sim 3) \cdot P_O$$

综上：设计合理。

一般设计时，设定桥式整流管连续导通时间 $t_c = 3ms$ ，则放电时间为 7ms；

或者，可使用这里所示的公式来计算 RMS 纹波电流的近似值。

$$I_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{I_{CHP}^2}{3} + \frac{1-D_s}{D_s} \cdot I_{DCHAV}^2 \right) \cdot \frac{T_c}{T_B} + \frac{I_{DCHAV}^2 \cdot T_B - T_c}{T_B}}$$

$$V_{BV} = V_{MIN} \rightarrow PIExpert$$

$$V_{BP} = \sqrt{2} \cdot V_{ACMIN} \rightarrow PIExpert$$

$$V_{BAPG} = V_{BV} + (V_{BP} - V_{BV}) \cdot \frac{1}{2}$$

$$I_{CHP} = 2 \cdot C_{B1} \cdot \frac{V_{BP} - V_{BV}}{T_c}$$

$$I_{DCHAV} = \frac{T_c}{T_B - T_c} \cdot \frac{I_{CHP}}{2}$$

$$T_B = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{f_L}$$

$$T_c \rightarrow PIExpert$$

$$VOR \rightarrow PIExpert$$

$$D_s = \frac{VOR}{V_{BAPG} + VOR}$$

Huber, Laszlo and Jovanovic, Milan M. "Evaluation of Flyback Topologies for Notebook AC/DC Adapter/Charger Applications." (www.deltaru.com)

计算主电容的纹波电流

在这个公式中：

- T_B 是一个电容充电/放电周期的总时间，它等于全波整流设计的输入电压时长的一半
- V_{BV} 是DC总线的最低电压，它等于 *PI Expert* 为指定输入电容值计算的 V_{MIN} 值
- V_{BP} 是DC总线的峰值电压，它等于 *PI Expert* 中指定的 V_{ACMIN} 乘以 $\sqrt{2}$
- T_c 是二极管整流桥的导通时间，由 *PI Expert* 指定
- I_{CHP} 和 I_{DCHAV} 分别是大容量电容的峰值充电电流和平均放电电流（两者都可以通过给出的公式进行计算）
- D_s 表示开关 MOSFET 的占空比

3.2、确定最小和最大直流输入电压 V_{MIN} 和 V_{MAX}

考虑到铝电解电容 20% 的容量误差和容量会随着时间推移逐渐减少，根据上面计算再综合考虑选择合适的电容容量后，就可以确定最小和最大直流输入电压 V_{MIN} 和 V_{MAX} 了。

同理由以上公式 2 变形公式得：

●最小直流输入电压 $V_{MIN} = \sqrt{(2 * V_{ACMIN}^2) - \frac{2 * P_O * (\frac{1}{2 * F_L} - t_c)}{\eta * C_{IN}}}$

其中所用单位分别为伏特、瓦特、赫兹、秒及法拉第。

●计算最大直流输入电压 $V_{MAX} = \sqrt{2} * V_{ACMAX}$

■步骤 4_输入整流桥的选择

50HZ 交流电压经过全波整流后变成脉动直流电压 u_1 ，再通过输入滤波电容得到直流高压 U_1 。在理想情况下，整流桥的导通角本应为 180 度（导通范围从 0 度~180 度），但由于滤波电容器 C 的作用，仅在接近交流峰值电压处的很短时间内，才有输入电流经过整流桥对 C 充电。50HZ 交流电的半周期时间为 10ms，整流桥的导通时间 $t_c \approx 3ms$ ，其导通角仅为 54 度（导通范围是 35 度~90 度）。因此，整流桥实际通过的是窄脉冲电流。桥式整流滤波电路的原理如图 1(a)所示，整流滤波电压及整流电流的波形分别如图 1(b)和 1(c)所示。

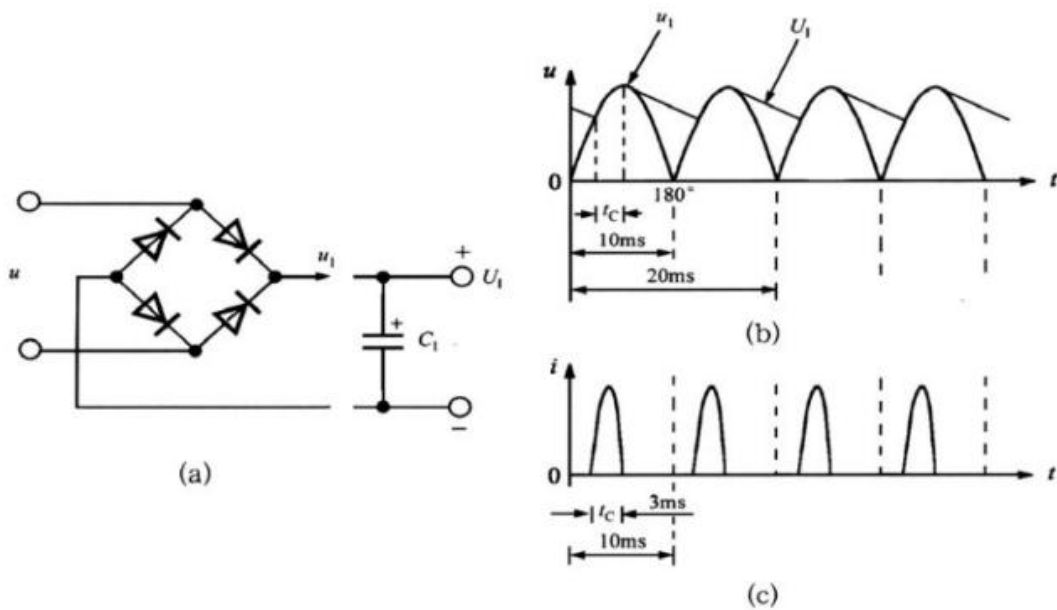


图1 整流滤波电压及整流电流的波形

整流桥的主要参数有反向峰值电压 $U_{BR}(V)$ ，正向压降 $U_F(V)$ ，平均整流电流 $I_d(A)$ ，正向峰值浪涌电流 $I_{FSM}(A)$ ，最大反向漏电流 $I_R(\mu A)$ 。整流桥的反向击穿电压 U_{BR} 应满足下式要求：

$$U_{BR} \geq 1.25 * \sqrt{2} * u_{max} \quad (1)$$

举例说明，当交流输入电压范围是 85~132V 时， $u_{max}=132V$ ，由式 (1) 计算出 $U_{BR}=233.3V$ ，可选耐压 400V 的成品整流桥。需要指出，假如用 4 只硅整流管来构成整流桥，整流管的耐压值还应进一步提高。譬如可选 1N4007(1A/1000V)、1N5408(3A/1000V)型塑封整流管。这是因为此类管子的价格低廉，且按照耐压值“宁高勿低”的原则，能提高整流桥的安全性与可靠性。

选择平均整流电流 I_{AVG} 。

方法一：

设交流输入有效值电流为 I_{RMS} ，计算 I_{RMS} 的公式如下：

$$I_{RMS} = \frac{P_o}{\eta * \mu_{min} \cos\varphi} \quad (2)$$

式中， P_o 为开关电源的输出功率， η 为电源效率， μ_{min} 为交流输入电压的最小值， $\cos\varphi$ 为开关电源的功率因数，允许 $\cos\varphi=0.5\sim 0.7$ 。由于整流桥实际通过的并不是正弦波电流，而是窄脉冲电流，因此整流桥的平均整流电流 $I_d < I_{RMS}$ ，一般可按 $I_d = (0.6\sim 0.7) I_{RMS}$ 来计算 I_{AVG} 值。

例如，设计一个 7.5V / 2A(15W)开关电源，交流输入电压范围是 85~265V，要求 $\eta=80\%$ 。将 $P_o=15W$ 、 $\eta=80\%$ 、 $\mu_{min}=85V$ 、 $\cos\varphi=0.7$ 一并代入(2)式得到， $I_{RMS}=0.32A$ ，进而求出 $I_d=0.65 \times I_{RMS}=0.21A$ 。实际选用 1A / 600V 的整流桥，以留出一定余量。

方法二：

- $V_R \geq 1.25 * \sqrt{2} * V_{ACMAX}$ ；其中 V_{ACMAX} 从步骤 1 中得到。
- $I_D \geq 2 * I_{AVG}$ ；其中 I_D 为整流桥的电流额定值， I_{AVG} 为平均输入电流。

变压器输入平均电流 $I_{AVG} = \frac{P_o}{\eta * V_{MIN}}$ ，其中 V_{MIN} 从步骤 3 中得到， η 从步骤 1 得到。

■ 步骤 5_确定发射的输出电压 VOR 以及钳位稳压管电压 VCLO

5.1 VOR 的确定

当开关管断开，变压器能量传输时，次级线圈电压通过匝比反射到初级的电压即为反射电压。

VOR 一般在 80V~135V 之间选取，选取应符合以下规则：

Performance Goal	VOR Value Suggestion	Comment
Maximum output power / smallest TOPSwitch-IX Device	135 V	Maximizes power from given device
Highest Efficiency	100 V - 120 V	Gives lowest overall losses between, conduction, output diode and leakage inductance
Multiple Output Design	90 V - 110 V	Improves cross regulation by reducing transformer leakage inductance and peak secondary currents

Table 4. Suggested Values for VOR.

(1) VOR 越高，可减小输入电容的容值，提高低压时的能量传输；

原因：

根据伏秒积定律有： $(V_{MIN}-V_{DS})*T_{ON} = V_{OR} * T_{OFF}$

得：
$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{(V_{MIN}-V_{DS}) + V_{OR}}$$

VOR 越高， D_{MAX} 越大，可减小输入电容的容值，提高低压时的能量传输

(2) VOR 越高，输出二极管的反向电压越高，二极管损耗越大；

原因：

输出二极管的反向耐压 $> V_O + \frac{N_S}{N_P} * V_{MAX}$ ，VOR 越高， $\frac{N_S}{N_P}$ 越小，输出二极管的反向电压越小，二极管损耗越大。

VOR 越高，变压器匝比越大，输出二极管的反向电压越高；

(3) VOR 越高，增加变压器的漏感，降低效率，EMI 增大；

原因：

$\frac{NP}{NS} = \frac{VOR}{VO+VD}$,VOR 越高，变压器匝比越大，变压器漏感越大，损耗越大，导致效率降低；

(4)VOR 大于 135V，容易把开关管击穿，VOR 小于 80V 容易引起开关管在启动时的保护。
原因：

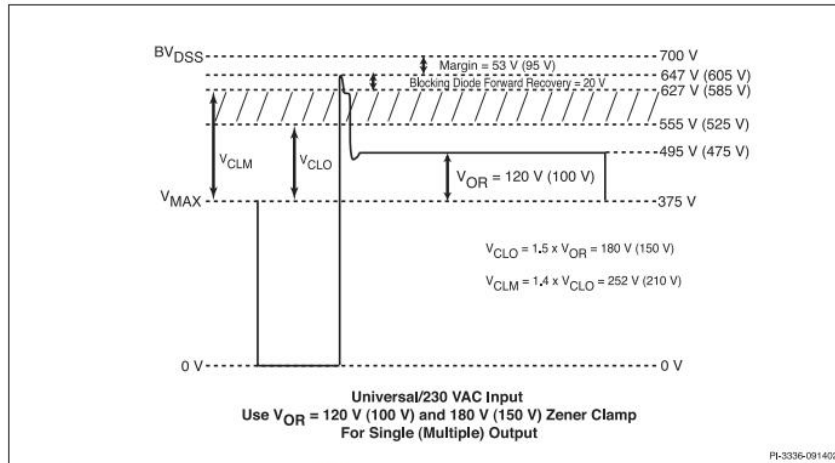
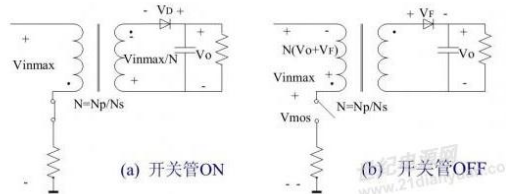


图 8. 输入电压波形反射电压 V_{OR} 以及钳位稳压管电压 V_{CLO}

考虑开关器件电压应力的余量(Typ.=20%)

- 开关ON $0.8 \cdot V_D > V_{inmax} / N + V_o$
- 开关OFF $0.8 \cdot V_{mos} > N \cdot (V_o + V_f) + V_{inmax}$
- 匝比 $N_{min} < N < N_{max}$



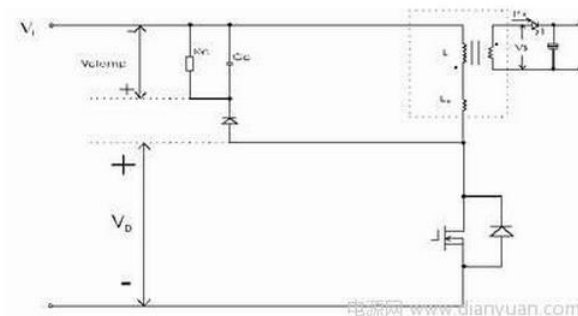
$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{(V_{MIN} - V_{DS}) + V_{OR}}, \text{ VOR 越小, DMAX 越小}$$

又 $I_{AVG} = \frac{PO}{\eta \cdot V_{MIN}} = IP/2 \cdot DMAX$ (DCM 模式)

DMAX 越小，IP 越大，容易引起开关管在启动时的过流保护。

5.2 确定 RCD+Z 钳位的大小

反激式变换器中 RCD 钳位电路的工作原理



注意：

- ① VRCD 是计算出理论值，再通过实验进行调整，使得实际值与理论值相吻合。
- ② VRCD 必须大于 VOR 的 1.3 倍。（如果小于 1.3 倍，则主 MOS 管的 VD 值选择就太低了）
- ③ MOS 管 VD 应当小于 VDC 的 2 倍。（如果大于 2 倍，则主 MOS 管的 VD 值就过大了）
- ④ 如果 VRCD 的实测值小于 VOR 的 1.2 倍，那么 RCD 吸收回路就影响电源效率。
- ⑤ VRCD 是由 VRCD1 和 VOR 组成的
- ⑥ RCD 吸收回路的 R 值越小，开关电源的效率越低；R 值越大，MOS 功率管有可能被击穿。

1. 测量变压器的初级漏感 Lik

初级绕组的漏感量可以通过测试来获得，常用方法是，短路各个次级绕组测试此时的初级绕组的感量，这个值就是初级绕组的漏感量。需要注意的是，测试频率应采用变换器的工作频率。

当然，批量生产时不可能采取逐个测试的方法，这时，可确定一个百分比来估计整个批次的漏感值，这个百分比通常是在 1%--5%

2. 确定设计的电源的开关频率 fs

3. 确定正确的峰值初级电流 IP

4. 确定初级 MOSFET 所允许的总电压，并根据以下公式计算

$$V_{\max\text{clamp}} = V_{\text{MOSFETMAX}} - V_{\text{ACMAX}} * \sqrt{2}$$

（注释：建议至少应维持低于 MOSFET 的 20% 的电压裕量，以满足瞬态电压要求。对于通用输入设计，建议 $V_{\max\text{clamp}} < 200 \text{ V}$ 。 $V_{\max\text{clamp}}$ 不应小于约 $1.5 * V_{\text{OR}}$ 。）

5. 确定箝位电路的电压纹波 Vdelta

（注释：建议典型值应为 $V_{\max\text{clamp}}$ 的 10%。）

6. 根据以下公式计算箝位电路的最小电压：

$$V_{\min\text{clamp}} = V_{\max\text{clamp}} - V_{\text{delta}}$$

7. 根据以下公式计算箝位电路的平均电压 Vclamp：

$$V_{\text{clamp}} = V_{\max\text{clamp}} - V_{\text{delta}} / 2$$

8. 根据以下公式计算漏感中贮存的能量：

$$E_{\text{LL}} = \frac{1}{2} * L_{\text{IK}} * I_{\text{P}}^2$$

9. 根据以下公式估算箝位中的能量耗散 E clamp：

$$1.5 \text{ W} \leq P_{\text{OUT}} \leq 50 \text{ W} \quad E_{\text{clamp}} = 0.8 * E_{\text{LL}}$$

$$50 \text{ W} \leq P_{\text{OUT}} \leq 90 \text{ W} \quad E_{\text{clamp}} = E_{\text{LL}}$$

$$90 \text{ W} < P_{\text{OUT}} \quad E_{\text{clamp}} = E_{\text{LL}} * \left(\frac{V_{\text{clamp}}}{V_{\text{clamp}} - V_{\text{OR}}} \right)$$

（注释：连续输出功率 < 1.5 W 的电源通常不要求使用箝位电路。）

（注释：并非所有的漏感能量都会转移到箝位。因此，在计算箝位所消耗的真实能量时，应使用以上公式并将峰值初级电流 IP 替代为仅流入箝位的电流 IC。由于 IC 难以计算或测量，我们将根据已知的比例因数调整 ELL，从而估算出箝位中耗散的能量：Eclamp。）

10. 根据以下公式计算箝位电阻值：

$$R_{\text{clamp}} = \frac{V_{\text{clamp}}^2}{E_{\text{clamp}} * f_s}$$

（注释：这里计算出的 Rclamp 值是第一近似值。在电源制作完成后，应用示波器测量峰值电压 V clamp，然后将其与这里所使用的值进行比较。如果测量值低于预期值，应增大

Rclamp 的值，直到测量值与这些计算结果相符。如果测量值高于预期值，应减小 Rclamp 的值。)

11. 箝位电阻的功率额定值应大于：

$$\frac{V_{clamp}^2}{R_{clamp}}$$

12. 根据以下公式计算箝位电容值：

$$C_{clamp} = \frac{E_{clamp}}{\frac{1}{2} * [V_{maxclamp}^2 - V_{minclamp}^2]}$$

13. 箝位电容的电压额定值应大于： $1.5 * V_{maxclamp}$

14. 根据以下公式指定 TVS 击穿电压的近似值： $V_Z = V_{maxclamp} + 20 V$

(注释：由于齐纳二极管在导通时无法承受器件中的瞬时峰值功耗，因此必须使用一个 TVS 。)

15. TVS 的功率额定值大小应能够处理在正常工作及过载条件下所贮存能量的差异。

$$P_{TVS} > \frac{1}{2} * L_{IK} * [I_{LIMITMAX}^2 - I_P^2] * f_s$$

16. 应使用快速或超快恢复二极管，将其用作箝位电路中的阻断二极管。

(注释：在有些情况下，使用标准恢复二极管有助于提高电源效率及 EMI 性能。用作此用途的标准恢复二极管必须列明指定的反向恢复时间。使用这种二极管时应特别注意，确保其反向恢复时间低于可接受的限值。如果未经全面评估，不建议批准基于标准恢复二极管的设计。)

17. 阻断二极管的峰值反向电压值应大于： $1.5 * V_{maxclamp}$

18. 阻断二极管的正向反复峰值电流额定值应大于 I_P ，如果数据手册中未提供该参数，则平均正向电流额定值应大于： $0.5 * I_P$

(注释：二极管的平均正向电流额定值可指定为较低值，它主要受热性能的约束。应在稳态工作期间及最低输入电压条件下测量阻断二极管的温度，以确定其额定值是否正确。散热性能、元件方位以及最终

产品外壳都会影响到二极管的工作温度。)

■ 步骤 6_对应相应的工作模式及电流波形设定电流波形参数 KP:

当 $KP \leq 1$ 时， $KP = KRP$; 当 $KP \geq 1$ 时， $KP = KDP$

KP 用以表征开关电源的工作模式(连续、非连续)。连续模式时 KP 小于 1，非连续模式 KP 大于等于 1. KP 较小，意味着更为连续的工作模式和较大的初级电感量，且初级的 I_P 和 I_{RMS} 值较小，此时可选用较小功率的 MOSFET，但高频变压器体积相对要大；反之，当选取的 KP 较大时，表示连续性较差，此时高频变压器体积相对较小，但需要较大功率的功率开关。在输入电压和输出功率相同时，连续模式的初级电感量大约是不连续模式的 4 倍。设计成连续模式，初级电路中的交流成分要比不连续模式少，可减小 MOSFET 和高频变压器的损耗，提高电源效率，但工作环路稳定性不好控制，许多设计师宁可采用非连续状态 ($KP=1.0$) 设计，这样控制环路较容易稳定。当采用 TOPSwitch 时，由于建立了环路的补偿，使它能利用一个简单的外部 RC 网络来稳定环路，而不受工作状态影响。对于 KP 的选取需要根据实际不断调整取最佳。

●当 $K_P \leq 1$ ， $K_P = K_{RP}$ ，连续模式，见图 9。

$K_P = K_{RP} = \frac{I_R}{I_P}$ ，其中 I_R 为初级纹波电流，而 I_P 为初级峰值电流。

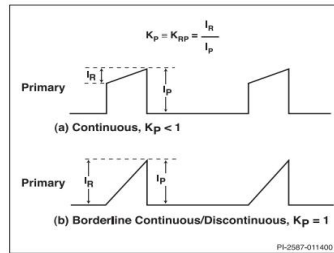


图9. 连续模式电流波形， $K_P \leq 1$

●当 $K_P \geq 1$ ， $K_P = K_{DP}$ ，断续模式，见图 10。

其中 K_P 表示电流连续的程度， $K_P = K_{DP} = \frac{(1-D)*T}{t}$ ，由伏秒积定律得，

$$VOR * t = (V_{MIN} - V_{DS}) * D * T \quad \rightarrow \quad t = \frac{(V_{MIN} - V_{DS}) * D * T}{VOR} \text{ 带入上式得}$$

$$K_P = K_{DP} = \frac{VOR * (1 - D_{MAX})}{(V_{MIN} - V_{DS}) * D_{MAX}}$$

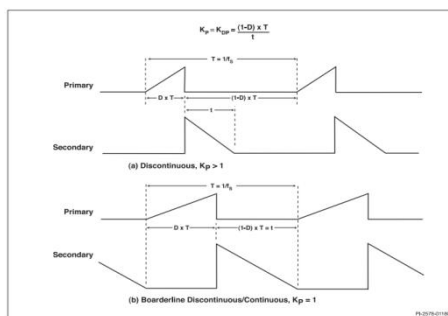


图10. 非连续模式电流波形， $K_P > 1$

对于 K_P 的选取，一般由最小值选起，即当电网入电压为 100 VAC/115 VAC 或者通用输入时， $K_P = 0.4$ ；当电网输入电压为 230 VAC 时，取 $K_P = 0.6$ ，非连续模式设计当中，设定 $K_P = 1$ ， K_P 值必须在表 5 所规定的范围之内。

输入 (VAC)	K_P	
	连续模式	非连续模式
宽电压范围	0.4~1.0	≥ 1.0
230	0.6~1.0	≥ 1.0

表 5. K_P 范围

下面从几个方面来讨论两种模式的优缺点。

(1) 功率元器件的选择

在 DCM 模式下，初级电流和次级电流的大小是 CCM 模式下的两倍多，大的峰值电流需要电流应力比较高的 MOSFET 和二极管，这样势必会增加元器件的成本，因此如果从功率元器件的选择方面来进行比较的话，选择 CCM 模式会比 DCM 模式占优势。

(2) 变压器体积。

从铁心窗口面积与截面积的乘积的比值可以看出，DCM 模式下的反激式变压器要比 CCM 模式下的反激式变压器小很多。但是在实际应用中，由于 DCM 模式下的磁密变化幅度比 CCM 模式下的要大，如图 3 所示，所以其铁心的铁损也更大。因此在上面积窗口面积与截面积的乘积公式的计算时，对于 DCM 模式，最大磁密 B_m 的取值必须要更小一些。实际的 DCM 模式下的变压器会比 CCM 模式下的，但是没有理论公式计算的那么小。

(3) 输出滤波器 LC 的大小。

DCM 模式有较大的次级峰值电流,开关管关断时刻,所有的次级大电流流入电容 C,假设其等效串联电阻为 $Resr$,这将产生窄而高的输出电压尖峰 $I_p(N_p/N_s)Resr$ 。而通常来说,电源是以有效值或峰-峰基值来规定输出电压纹波要求的,尖峰的宽度通常小于 $0.5Ls$ (随时间常数 $Resr$ 不同而不同),因此这样的高尖峰的有效值很小。当选用大容量输出滤波电容时,电流很容易满足有效值纹波要求,但电源会输出危害很大的尖峰电压。因此,通常要在反激式变换器后面加小型的 LC 滤波器。因为在 DCM 模式下有较高的尖峰电压,所以需要 LC 值较大的滤波器以达到满足纹波要求的目的。DCM 模式较大容量的 LC 滤波器需要占用较大的体积,这在一定程度上缩小了反激式开关电源工作在 DCM 模式和 CCM 模式下体积大小的差距

(4) 从其它方面来分析。

除了可以从上面的因素来分析两种模式对开关电源的影响之外,还可以从损耗以及 EMI 等方面来分析。譬如,由于 DCM 模式下初级和次级电流都比较大,同等条件下的损耗会相应的增大,以至于降低开关电源的效率。

■步骤 7_根据 V_{MIN} 和 V_{OR} 确定 D_{MAX}

●连续模式($KP \leq 1$)。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{(V_{MIN}-V_{DS})+V_{OR}}$$

●断续模式($KP \geq 1$)。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{KP*(V_{MIN}-V_{DS})+V_{OR}}$$

■步骤 8_计算初级峰值电流 I_P 、输入平均电流 I_{AVG} 和初级 RMS 电流 I_{RMS}

$$\text{输入平均电流 } I_{AVG} = \frac{P_O}{\eta * V_{MIN}}$$

●连续模式($KP \leq 1$)。

$$\begin{aligned} I_{AVG} &= [(I_P - I_R) + I_R / 2] * D \\ &= [I_P - KP * I_P + KP * I_P / 2] * D \\ &= [(1 - KP / 2) * I_P] * D \end{aligned}$$

得,

$$\text{峰值电流 } I_P = \frac{I_{AVG}}{(1 - KP / 2) * D_{MAX}}$$

有效值又叫“方均根值”----先进行“方”(平方)运算,把其化为功率;再进行“均”(平均),在一个周期内进行功率平均;最后进行“根”(平方根)运算,计算出有效值。设一周期电流 $I(t)$ 通过电阻 R ,由于电流是变化的,各瞬间功率 $I(t)^2 R$ 不同,在极短时间 dt 内产生热量为 $I(t)^2 R dt$,在一个周期 T 内产生的热量为 $\int_0^T I(t)^2 R dt$,如果通过电阻 R ,经过时间 T 产生相等热量的直流电流的大小为 I ,则有

$$\int_0^T I(t)^2 R dt = IRMS^2 RT \quad \rightarrow \quad IRMS = \sqrt{\frac{\int_0^T I(t)^2 dt}{T}} = \sqrt{\frac{\int_0^{TON} I(t)^2 dt}{T}}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\left[\int_0^{TON} I^2(t) dt \right] / T} = \sqrt{\left[\int_0^{TON} (Kt + I_1)^2 dt \right] / T}$$

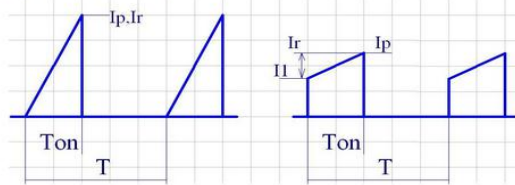
$$\begin{aligned} \text{整理上式, } I_{rms} &= \sqrt{\left[\int_0^{TON} (Kt + I_1)^2 dt \right] / T} = \sqrt{\left[\int_0^{TON} (K^2 t^2 + 2Kt \cdot I_1 + I_1^2) dt \right] / T} \\ &= \sqrt{\left[\left(\frac{1}{3} K^2 t^3 + Kt^2 + I_1^2 t \right) \Big|_0^{TON} \right] / T} = \sqrt{(K^2 T^2 ON + 3KTON \cdot I_1 + 3I_1^2) \cdot Dmax / 3} \end{aligned}$$

把 $K = (I_p - I_1) / TON$ 代入上式，得：

$$I_{rms} = \sqrt{(I^2 p + I_p \cdot I_1 + I_1^2) \cdot Dmax / 3} \quad \text{----- (1)}$$

若系统工作于 DCM 模式，则 $I_1 = 0$ ，所以结果更加简单， $I_{rms} = I_p \sqrt{Dmax / 3}$ ---- (2)

上面的计算 I_p 和 I_{rms} 过程比较复杂，如果采用归一法求解则比较简单，并且还可以把 DCM 和 CCM 统一起来，如下图所示：



定义 I_r 为纹波电流， I_p 为峰值电流，DCM 模式时 $I_r = I_p$ ，CCM 模式时 $I_r = I_p - I_1$ ，令 $Krp = I_r / I_p$ ，则 $Krp = (I_p - I_1) / I_p$ ----- (3)

任何时候 DCM 模式 $Krp = 1$ ，而 CCM 模式的 Krp 是一个范围，一般来说 $Krp = 0.6 - 1.0$ 。

另外，把 (3) 式变形为 $I_1 = I_p(1 - Krp)$ ，代入 (1) 式整理，得：

$$I_{rms} = I_p \sqrt{(1 - Krp + \frac{1}{3} Krp^2) \cdot Dmax}$$

此时，DCM 模式 $Krp = 1$ ， $I_{rms} = I_p \sqrt{Dmax / 3}$ ，同 (2) 式。

得，

$$\text{初级 RMS 电流 } IRMS = I_p \cdot \sqrt{DMAX * \left(\frac{Kp^2}{3} - Kp + 1 \right)}$$

● 断续模式 ($KP \geq 1$)。

此时， $I_1 = 0$ ，则

$$\text{峰值电流 } I_p = \frac{2 * I_{AVG}}{DMAX}$$

$$\text{初级 RMS 电流 } IRMS = \sqrt{DMAX * \frac{I_p^2}{3}}$$

■ 步骤 9_基于 AC 输入电压，VO、PO 以及效率选定 MOS 管芯片

■ 步骤 10_设定外部限流点降低的 ILIMIT 降低因数 KI

如果应用要求有很高的效率，可以使用比实际所需更大的 MOS 管芯片，在外部将芯片限流点 ILIMIT 降低，从而可以利用其较低的 RDS(ON)来提高效率。

$$ILIMIT(MIN) = \text{缺省 } ILIMIT(MIN) * KI$$

$$ILIMIT(MAX) = \text{缺省 } ILIMIT(MAX) * KI$$

■步骤 11_通过 IP 和 ILIMIT 的比较验证 MOS 芯片选择的正确性

当 $KI = 1.0$ ，应满足 $IP \leq 0.96 \times ILIMIT(\min)$ 。

当 $KI < 1.0$ ，应满足 $IP \leq 0.94 \times ILIMIT(\min)$ 。

一般选择 IP 满足 $IP \leq 0.9 \times ILIMIT(\min)$ ，这是因为高温时极限电流最小值会减小 10%，为使器件有更高的可靠性工作范围而留有余量。

- 如有必要选择更大型号的 MOS 管芯片。

■步骤 12_计算功率开关管热阻选择散热片验证 MOS 芯片选择的正确性

在低电网输入电压时，计算 TOPSwitch 的导通的损耗：

$$P_{IR} = I_{RMS}^2 * R_{DS(ON)} \quad (100^\circ\text{C 高温下})$$

在低电网电压条件下计算 TOPSwitch 的开关损耗 P_{CXT} ：

$$P_{CXT} \approx \frac{1}{2} * C_{XT} * (V_{MAX} + V_{OR})^2 * fs$$

式中 C_{XT} 是漏极的外部结电容。

作为总损耗的函数，可用下式来计算的 TOPSwitch 结点温度：

$$RJA \leq (TJ - TA) / PD$$

那么：

$$RJA \leq (TJ - TA) / PD \leq \frac{TJ - TA}{P_{IR} + P_{CXT}} \leq \frac{TJ - TA}{(I_{RMS}^2 * R_{DS(ON)}) + (\frac{1}{2} * C_{XT} * (V_{MAX} + V_{OR})^2 * fs)}$$

其中，TJ 表示芯片的允许结温，TA 表示工作环境温度，RJA 表示允许的总热阻。

$$RJA = RJC + RCS + RSA$$

RJA 的大小与管芯的尺寸封装结构有关，一般可以从器件的数据资料中找到。RCS 的大小与安装技术和器件的封装有关，对于 TO220 封装，一般用 2 左右，RSA 为合适的散热片热阻。

如果散热片尺寸比较大或无法实现，那么应当选用更大功率的 TOPSwitch 结点温度，如果有必要减少功耗，可用较大的 TOPSwitch 来检验热温升限制。

■步骤 13_计算初级电感量 LP

- 连续模式($KP \leq 1$)。

由于在每个开关周期中，从原边到副边的传递能量，仅在于 $\frac{1}{2} * L_P * I_P^2$ 和 $\frac{1}{2} * L_P * (I_P - K_P * I_P)^2$ 之差。

如果 $Z=1.0$ ，所有的损耗都在副边；如果 $Z=0$ ，则所有的损耗都在原边。Z 是副边损耗与总损耗的比例值。如果没有更好的参数信息，应当取 $Z=0.5$ 。

$$L_P = \frac{10^6 * P_O}{I_P^2 * K_P * \left(1 - \frac{K_P}{2}\right) * f_S} * \frac{Z * (1 - \eta) + \eta}{\eta}$$

其中的单位分别为微亨、瓦特、安培及赫兹。

● 断续模式($K_P \geq 1$)。

$$L_P = \frac{10^6 * P_O}{I_P^2 * \frac{1}{2} * f_S} * \frac{Z * (1 - \eta) + \eta}{\eta}$$

其中的单位分别为微亨、瓦特、安培及赫兹。

原边电感量 PL 也可用如下参数的函数来确定：脉动电流 RI、有效原边电压 $(D_{SMIN} V_V$ 、最大占空比 MAXD、开关频率 Sf，参见式 (3-38)。但由于损耗分配因数 Z 和 TOPSwitch 导通时漏极到源极电压 DSV 的选择值不同，将会引起原边电感量的少量差异。上面给出的储能方程式用电感值 PL，而下面给出的脉动电流方程式，是检验电路测量 PL 值的方法之一：

$$L_{P(MEASURED)} = \frac{(V_{MIN} - V_{DS}) * D_{MAX}}{I_P * f_S} * 10^6$$

■ 步骤 14_选择磁芯和骨架，再从磁芯和骨架的数据手册中得到 A_e ，

l_e ， A_L ，和 BW 的参考值

磁芯是制造高频变压器的重要组成，设计时合理、正确地选择磁芯材料、参数、结构，对变压器的使用性能和可靠性，将产生至关重要的影响。高频变压器磁芯只工作在磁滞回线的第一象限。在开关管导通时只储存能量，而在截止时向负载传递能量。因为开关频率为 100 kHz，属于比较高的类型，所以选择材料时选择在此频率下效率较高的铁氧体。

方法一：依据功率选择适合的磁芯

- 磁芯等效截面积 A_c ：单位为平方厘米。
- 磁芯等效磁路长度 L_c ：单位为厘米。
- 磁芯无气隙的等效电感量 A_L ：单位为nH / 圈²。
- 骨架宽度BW：单位为毫米。
- 根据 f_s 、 P_o 以及变压器结构类型选择磁芯和骨架。

输出功率	66 kHz		132 kHz	
	三层绝缘线	使用安全边距结构	三层绝缘线	使用安全边距结构
0-10 W	EF12.6 EE13 EF16 EE16 EE19 EI22 EI22/19/6	EI22 EE19 EI22/19/6 EEL16 EF20 EI25 EEL19	EF12.6 EE13 EF16 EE16	EI22 EE19 EI22/19/6 EEI16
10 W-20 W	EF20	EI28 EEL22 EF25	EE19 EI22 EI22/19/6 EF20	EF20 EI25 EEL19
20 W-30 W	EF25	EI30 EPC30 EEL25		EI28
30 W-50 W	EI28 EI30 E30/15/7 EER28	E30/15/7 EER28 ETD29 EI35 EI33/29/ 13-Z EER28L	EF25	EEL22 EF25 EI30 EPC30
50 W-70 W	ETD29 EI35 EF32	EF32 ETD34	EI28	EEL25 E30/15/7 EER28
70 W-100 W	ETD34 E36/18/11 EI40	EI40 E36/18/11 EER35	EI30 E30/15/7 EER28 ETD29	ETD29 EI35 EI33/29/ 13-Z EER28L EF32
100 W-150 W	ETD39 EER40	ETD39 EER40 E42/21/15	EI35 EF32 ETD34	ETD34 EI40 E36/18/11 EER35
>150 W	E42/21/15 E42/21/20 E55/28/21	E42/21/20 E55/28/21	E36/18/11 EI40 ETD39 EER40 E42/21/15 E42/21/20 E55/28/21	ETD39 EER40 E42/21/15 E42/21/20 E55/28/21

表 6. 变压器磁芯

方法二：由估算公式选择适合的磁芯

$$S_j = 0.15\sqrt{P_{MAX}}$$

依据计算出的磁芯截面积 S_j (CM^2)，通过查找磁芯的规格书来选择最适合的磁芯，一般可按下表：

输出功率范围 Po (W)	常规漆包线绕制的铁氧体磁芯型号	三重绝缘线绕制的铁氧体磁芯型号
0~10	EE20 EF20 EEL16/EEL19 EPC25 EPD25	EE16/EE19 EI16/EI19 EFD15 EF16 EPC17
10~20	EE22 EE25 EEL19 EPC25 EPD25	EE19/EE20 EI19/EI22 EPC19 EF20 EPD20
20~30	EE28/EE30 EI30 EF30 EFD30 EPC30 EER28 ETD29	EE24/EE25 EI25/EI28 EF25 EFD25 EPC25
30~50	EE30/EE35 EER28/EER28L/EER35 EI30 ETD29	EI28/EI30 EF30 EER28 ETD29
50~70	EE40 ETD34/ETD39 EER35	EE35 EI35 EER35 ETD34
70~100	EE40/EE45 ETD39 EER40	EE40 EI40 ETD34 EER35

小型化开关电源可选低成本的 EE 或 EI 型（二者截面积相同）磁芯；多路输出宜采用 EFD 型磁芯，因为能提供较大的窗口以便容纳多个次级绕组；大功率开关电源适配 EFD 型（圆中心柱）磁芯；一般不用环形、POT、RM 磁芯，因为泄露磁场较大。

选定磁芯后，查出磁芯以下参数，用于下面的计算：

磁芯有效截面积 S_J ，即有效磁通面积；

磁芯的有效磁路长度 L ；

磁芯在不留间隙时与匝数相关的等效电感 AL ；

骨架宽度 b ；

方法三：基于 AP 法选择磁芯

AP 表示磁心有效截面积与窗口面积的乘积。计算公式为

$$AP = A_w * A_e \tag{1}$$

式中，AP 的单位是 cm^4 ； A_w 为磁心可绕导线的窗口面积(cm^2)； A_e 为磁心有效截面(cm^2)， $A_e \approx S_J = CD$ ， S_J 为磁芯几何尺寸的截面积，C 为舌宽，D 为磁芯厚度。根据计算出的 AP 值，即可查表找出所需磁芯型号。下面介绍将 AP 法用于开关电源高频变压器设计时的公式推导及验证方法。

1 高频变压器电路的波形参数分析

开关电源的电压及电流波形比较复杂，既有输入正弦波、半波或全波整流波，又有矩形波(PWM 波形)、锯齿波(不连续电流模式的一次侧电流波形)、梯形波(连续电流模式的一次侧电流波形)等。高频变压器电路中有 3 个波形参数：波形系数(K)，波形因数(λ)，波峰因数(λ_p)。

1) 波形系数

理想变压器

原边和副边绕组的匝比为 1:n 的简化变压器如图 1 所示。

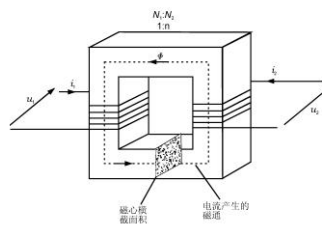


图 1 理想变压器

在变压器原边加一随时间变化的电压 u_1 ，它会产生一个流过原边绕组的电流 i_1 。这个电流就会在磁芯中产生一个磁通 Φ ，假设 Φ 全部通过磁芯并全部通过副边绕组。则磁芯中的磁通量 Φ 就会在副边绕组感应出一个电压 u_2 和电流 i_2 。

$$U_1 = -N_1 * d\Phi / dt \quad U_2 = -N_2 * d\Phi / dt \quad U_1 / U_2 = N_1 / N_2$$

为便于分析，在不考虑铜损的情况下给高频变压器的输入端施加交变的正弦波电流，在一次、二次绕组中就会产生感应电动势 E。根据法拉第电磁感应定律，

$$E = N \frac{d\Phi}{dt} = N \frac{d(AB \sin \omega t)}{dt} = NAB\omega \cos \omega t。$$

其中 Φ_B 是通过电路的磁通量，单位为韦伯，N为绕组匝数，A为变压器磁心的截面积，B为交变电流产生的磁感应强度，角频率 $\omega=2\pi f$ 。正弦波的电压有效值为

$$U = \frac{\sqrt{2}}{2} \times NAB \times 2\pi f = \sqrt{2}\pi NABf = 4.44NABf$$

在开关电源中定义正弦波的波形系数 $K_f=\sqrt{2}\pi=4.44$ 。利用傅里叶级数不难求出方波的波形

$$\text{系数 } K_f = \frac{4\sqrt{2}}{2\pi} \times \frac{2\sqrt{2}\pi}{2} = 4。$$

2) 波形系数 k_f

为便于对方波、矩形波、三角波、锯齿波、梯形波等周期性非正弦波形进行分析，需要引入波形因数的概念。在电子测量领域定义的波形因数与开关电源波形系数的定义有所不同，它表示有效值电压(U_{RMS})与平均值电压(U)之比，为便于和 K_f 区分，这里用小写的 k_f 表示，有公式：

$$k_f = U_{RMS} / U$$

以正弦波为例，

$$k_f = \frac{\sqrt{2}U_p}{2} \div \frac{2U_p}{\pi} = \frac{\sqrt{2}\pi}{4} = 1.111$$

这表明， $K_f = 4k_f$ ，二者相差4倍。

开关电源6种常见波形的参数见表1：

表1 开关电源6种常见波形的参数

名称	波形图	电压有效值 U_{RMS}	电压平均值 \bar{U}	电压均绝对值 $ \bar{U} $	波形因数 k_f	波峰因数 k_p
正弦波		$0.707U_p$ $(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot U_p)$	0	$0.637U_p$ $(\frac{2}{\pi} \cdot U_p)$	1.111	1.414
半波整流波		$0.5U_p$	$0.318U_p$ $(\frac{1}{\pi} \cdot U_p)$	$0.318U_p$ $(\frac{1}{\pi} \cdot U_p)$	1.571	2
全波整流波		$0.707U_p$ $(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot U_p)$	$0.637U_p$ $(\frac{2}{\pi} \cdot U_p)$	$0.637U_p$ $(\frac{2}{\pi} \cdot U_p)$	1.111	1.414
方波		U_p	0	U_p	1	1
矩形波		$\sqrt{\frac{t}{T}} \cdot U_p$	$\frac{t}{T} \cdot U_p$	$\frac{t}{T} \cdot U_p$	$\sqrt{\frac{T}{t}}$	$\sqrt{\frac{T}{t}}$
锯齿波		$0.577U_p$ $(\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot U_p)$	0	$0.5U_p$	1.155	1.732

因方波和梯形波的平均值为零，故改用电压均绝对值 $|\bar{U}|$ 来代替。对于矩形波，t表示脉冲宽度，丁表示周期，占空比 $D=t/T$ 。

2 用AP法（面积乘法）选择磁芯的公式推导

令一次绕组的有效值电压为 U_1 ，一次绕组的匝数为 N_p ，所选磁心的交流磁通密度为 B_{AC} ，磁通量为 Φ ，开关周期为 T ，开关频率为 f ，一次侧电流的波形系数为 K_f ，磁心有效截面积为 A_e (单位是 cm^2)，有关系式

$$U_1 = N_p \cdot \frac{d\Phi}{dt} = N_p \cdot \frac{B_{AC} A_e K_f}{dt} \cdot 10^{-4} = N_p B_{AC} A_e K_f f \cdot 10^{-4}$$

考虑 $K_f=4k_f$ 关系式之后，可推导出

$$N_p = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4 B_{AC} A_e k_f f} \quad (5)$$

同理，设二次绕组的有效值电压为 U_s ，二次绕组的匝数为 N_s ，可得

$$N_s = \frac{U_s * 10^4}{4B_{AC}A_e k_f f} \quad (6)$$

设绕组的电流密度为 J （单位是 A/cm^2 ），导线的截面积为 $S=l/J$ 。令高频变压器的窗口面积利用系数为 K_W ，一次、二次绕组的有效值电流分别为 I_1 和 I_2 ，绕组面积被完全利用时

$$K_W A_W = N_p * \frac{I_1}{J} + N_s * \frac{I_2}{J}$$

即

$$A_W = \frac{N_p * I_1}{K_W J} + \frac{N_s * I_2}{K_W J} \quad (8)$$

再将(5)式和(6)式代入(8)式中整理后得到

$$\begin{aligned} A_W &= \frac{U_1 I_1 + U_s I_2}{4K_W J B_{AC} A_e k_f f} * 10^4 \quad (\text{cm}^2) \\ AP &= A_W * A_e = \frac{U_1 I_1 + U_s I_2}{4K_W J B_{AC} A_e k_f f} * 10^4 * A_e \\ &= \frac{P_I + P_O}{4K_W J B_{AC} k_f f} * 10^4 \quad (10) \end{aligned}$$

高频变压器的视在功率表示一次绕组和二次绕组所承受的总功率，即 $S=P_I+P_O$ 。因电源效率

$\eta = P_O/P_I$ ，故 $P_I + P_O = \frac{(1+\eta) P_O}{\eta}$ 。带入(10)式最终得到

$$AP = A_W * A_e = \frac{(1+\eta) P_O}{4\eta K_W J B_{AC} k_f f} * 10^4 \quad (\text{cm}^4) \quad (11)$$

这就是AP法选择磁心的基本公式。下面将从工程设计的角度对(11)式做深入分析和适当简化，重点是对式中的 k_f 、 B_{AC} 。参数做进一步推导。

开关电源一次侧的电压波形可近似视为矩形波，即 $k_f = \sqrt{\frac{T}{t}} = \sqrt{\frac{1}{D}} = \frac{1}{\sqrt{D}}$ ；但一次侧的电流波形不是矩形波，而是锯齿波(工作在不连续电流模式DCM)或梯形波(工作在连续电流模式CCM)。不连续电流模式和连续电流模式的一次侧电流波形分别如图1(a)、(b)所示。以不连续电流模式为例，一次侧电流波形是周期性通、断的锯齿波，仅在功率开关管(MOSFET)导通期间，一次侧出现锯齿波电流；在功率开关管关断期间，一次侧电流为零。令导通时间为 t_{on} ，开关周期为 T ， $D=t_{on}/T$ 。对于周期性通、断的锯齿波，一次侧电流的波形因数可用 k'_f 表示，有关系式

$$k'_f = k_f t_{on} / T = k_f D = 1.155D$$

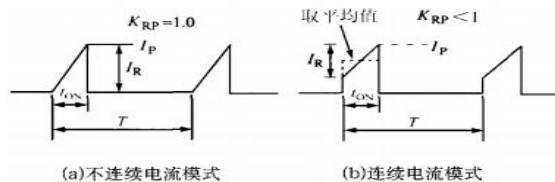


图1 一次侧电流波形

在连续电流模式下一次侧电流波形为周期性通、断的梯形波，其波形因数比较复杂。一种简单方法是先按照不连续电流模式选择磁心，然后适当增加磁心尺寸，以便通过增大一次

绕组的电感量，使开关电源工作在连续电流模式。

磁心的交流磁通密度 (B_{AC}) 可根据最大磁通密度(B_M)来求出，对于反激式开关电源，计算公式为

$$B_{AC} = B_M K_{RP} Z \quad (13)$$

式中， K_{RP} 为脉动系数，它等于一次侧脉动电流 I_R 与峰值电流 I_P 的比值；在连续电流模式时 $K_{RP} < 1$ ；不连续电流模式时 $K_{RP} = 1$ 。 Z 为损耗分配系数，它表示二次侧的损耗与总功耗的比值，在极端情况下， $Z=0$ 表示全部损耗发生在一次侧，此时负载开路； $Z=1$ 则表示全部损耗发生在二次侧，此时负载短路。一般情况下取 $Z=0.5$ ，因此 $B_{AC}=0.5B_M K_{RP}$ 。将 $k'_f = 1.155D$ 和 $B_{AC}=0.5B_M K_{RP}$ 一并代入式(11)中，整理后得到

$$AP = A_w * A_e = \frac{0.433 (1+\eta) P_0 * 10^4}{\eta K_w D J B_M K_{RP} f} \quad (14)$$

这就是 AP 法选择磁心的实用公式。式(14)是按照单极性变压器的绕组电流及输出功率推导出来的，适用于单端正激式或反激式高频变压器的设计。式中，AP 的单位为 cm^4 ， P_0 的单位为 W。电流密度一般取 $J=200 \sim 600 \text{ A/cm}^2$ (即 $2 \sim 6 \text{ A/mm}^2$)。窗口面积的利用系数一般取 $K_w = 0.3 \sim 0.4$ 。如高频变压器有多个绕组，就应计算全部绕组的匝数与对应电流的乘积之和。

进一步分析可知，对于不连续电流模式($K_{RP}=1$)，式(14)可简化为

$$AP = A_w * A_e = \frac{0.433 (1+\eta) P_0 * 10^4}{\eta K_w D J B_M f} \quad (15)$$

对于连续电流模式($K_{RP} < 1$)，假定 $K_{RP} = 0.8$ ，式(14)可简化为

$$AP = A_w * A_e = \frac{0.62 (1+\eta) P_0 * 10^4}{\eta K_w D J B_M f} \quad (16)$$

对于单端正激式高频变压器而言，最大占空比 $D_{\max} < 0.5$ 。如选择实际占空比 $D=0.4$ ，电源效率 $\eta=80\%$ ，窗口面积利用系数 $K_w=0.4$ ， $J=400 \text{ A/cm}^2$ ，则式(14)可简化为

$$AP = A_w * A_e = \frac{152 P_0}{B_M K_{RP} f} \quad (17)$$

式(15)~(17)都是根据不同电路结构和指定参数简化而来的，当实际参数改变时，计算结果会有误差。更为准确的方法是采用式(14)计算。推而广之，可总结出下述规律：

第一，在输出功率相同的条件下，全桥和半桥式变换器所需高频变压器的体积最小，单端正激式变压器的体积最大；

第二，在输出功率相同的条件下，连续电流模式的 AP 值要大于不连续电流模式，这表明连续电流模式所需高频变压器的体积较大，而不连续电流模式所需高频变压器体积较小；

第三，上述公式均未考虑磁心损耗、磁心材料存在的差异、磁心损耗随开关频率及环境温度升高而增大等因素，因此仅供选择磁心时参考。

3 用 AP 法（面积乘法）选择磁芯的验证

设计一个输出功率为 80W 的反激式通用开关电源模块，要求交流输入电压为 175~265V，输出为+32V、2.5A。采用 AP 法选择磁心，已知 $\eta=80\%$ ， $P_0=80\text{W}$ ， $K_w=0.35$ ， $D=0.33$ ；对于反激式开关电源， B_M 值应介于 0.2~0.3T 之间，现取 $B_M=0.2\text{T}$ ， $K_{RP}=1$ ， $f=132\text{kHz}$ ，一并代入式 (14)中得到

$$AP = A_w * A_e = \frac{0.433 * (1+0.8) * 80}{0.8 * 0.35 * 0.33 * 400 * 0.2 * 132k} * 10^4 = 0.639 \quad (\text{cm}^4)$$

若按经验公式 $A_e \approx S_j = 0.15 \sqrt{P_M}$ 进行估算，可得 $A_e=1.34\text{cm}^2$ ；

表2 常用EI型磁心的主要参数

型号	B (mm)	C (mm)	F (mm)	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	AP (cm ⁴)
EI16	11.8	4.0	10.87	0.19	0.42	0.08
EI19	14.2	4.85	11.3	0.23	0.53	0.12
EI22	13.0	5.75	10.55	0.41	0.38	0.16
EI25	19.0	6.35	12.5	0.40	0.79	0.32
EI28	18.7	7.2	12.25	0.83	0.70	0.58
EI30	20.1	10.65	16.3	1.09	0.77	0.91
EI33	23.6	9.7	19.25	1.18	1.34	1.58
EI40	26.8	11.7	21.3	1.43	1.61	2.30
EI50	34.5	15.0	24.5	2.27	2.39	5.43
EI60	44.5	15.8	27.5	2.44	3.95	9.64

根据 $AP=0.639 \text{ (cm}^4\text{)}$ ，从表中查出与之接近的最小磁心规格为 EI30，其 $AP=0.91 \text{ (cm}^4\text{)}$ ，考虑到磁心损耗等因素，至少应选择 EI33 型磁心，此时 $AP=1.58 \text{ (cm}^4\text{)}$ ；

根据 $A_e=1.34\text{cm}^2$ ，从表中查出与之接近的最小磁心规格为 EI33，其 $A_e=1.43 \text{ (cm}^2\text{)}$ ；

由此可见，采用两种方法所得到的结果是基本吻合的。为满足在宽电压范围内对输出功率的要求，本例实际选择 EI40 型磁芯。

■步骤 15_设定初级绕组的层数 L 以及次级绕组圈数 N_S (可能需要经过迭代的过程)

方法一：

- L 取值从 L=2 开始（在整个迭代过程中保持 $1.0 < L < 2.0$ ）；
- N_S 取值从 $N_S=0.6$ 圈/伏特开始；
- L 和 N_S 可能都需要迭代的过程。

方法二：

$$\bullet N_p = L_p * I_p / B_M * A_e = L_p * I_p / (B_s - B_r) * A_e$$

■步骤 16_计算次级绕组圈数 N_S 以及偏置绕组圈数 N_B

- 二极管正向电压：对超快速 PN 结二极管选取 0.7V；对于肖特基二极管选取 0.5V；
- 设定输出整流管正向电压 V_D ；
- 设定偏置绕组整流管正向电压 V_{DB} ；
- 计算次级绕组圈数。

$$N_p = N_s * \frac{V_{OR}}{V_o + V_D}$$

$$N_B = N_s * \frac{V_B + V_{DB}}{V_o + V_D}$$

■步骤 17_确定初级绕组线径参数 OD、DIA、AWG

- 以毫米为单位的初级绕组用线的外径。

$$OD = \frac{L * (BW - 2 * M)}{N_p}$$

其中 L 为初级绕组的层数；

BW 为以毫米为单位的骨架宽度；

M 为以毫米为单位的安全边距宽度；

- 确定初级绕组用线的裸线导体直径 DIA 以及初级用线 AWG 规格。

■步骤 18_步骤 23-检查 B_M 、CMA 以及 L_g 。如果有必要可以通过改变 L、 N_p 或 N_s 或磁芯/骨架的方法对其进行迭代，知道满足规定的范围

- 设定安全边距 M。如果使用安全边距的变压器结构则取值为 3mm；如果次级使用三层绝缘线则取值为零；

- 最大磁通密度： $3000 \geq B_M \geq 2000$ ，以高斯为单位；或者 $0.3 \geq B_M \geq 0.2$ ，以特斯拉为单位。

$$B_M = \frac{100 * L_p * I_p}{N_p * A_e}$$

其中单位分别为高斯、安培、微亨以及平方厘米。

- 以毫米为单位的间隙长度： L_g ，一般 $0.1 \leq L_g \leq 2$ 。（间隙太小，工艺不好做，间隙太大，漏磁增加，EMI 风险加大）

$$L_g = 40 * \pi * A_e * \left(\frac{N_p^2}{1000 * L_p} - \frac{1}{A_L} \right)$$

其中 L_g 单位为毫米， A_e 单位为平方厘米， A_L 单位为纳亨/圈²， L_p 单位为微亨。

- 以圆密耳 / 安培为单位的初级绕组电流密度： $500 \geq CMA \geq 200$ 。

$$CMA = \frac{1.27 * DIA^2 * \frac{\pi}{4}}{I_{RMS}} * \left(\frac{1000}{25.4} \right)^2$$

其中 DIA 为裸线导体直径，以毫米为单位。

- 根据表 7 通过改变 L、 N_s 、磁芯或骨架进行迭代。

		BM	Lg	CMA
L	↑	-	-	↑
N _s	↑	↓	↑	↓
磁芯尺寸	↑	↓	↑	↑

表7. 变压器参数之间的相互影响

■步骤 24 -确认 $B_p \leq 4200$ 高斯。如有必要，减小限流点降低因数 K_I

$$\bullet B_p = \frac{I_{LIMIT(MAX)}}{I_p} \times B_M$$

- 确认 $B_p \leq 4200$ 高斯(0.42 特斯拉)，避免变压器在开机和输出过载时出现饱和。
- 如有必要，降低 K_I ，直至 $B_p \leq 4200$ 高斯。

■步骤 25 -计算次级峰值电流 I_{SP}

$$I_{SP} = I_p \times \frac{N_p}{N_s}$$

■步骤 26 -计算次级 RMS 电流 I_{SRMS}

- 连续模式

$$I_{SRMS} = I_{SP} * \sqrt{(1 - D_{MAX}) * (\frac{K_P^2}{3} - K_P + 1)}$$

- 断续模式($K_P \geq 1$)。

$$I_{SRMS} = I_{SP} * \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{3 * K_P}}$$

■步骤 27 -确定次级绕组线径参数 OD_s 、 DIA_s 、 AWG_s

- 以毫米为单位的次级绕组用线的外径。

$$OD_s = \frac{BW - 2 * M}{N_s}$$

- 以毫米为单位的次级绕组用线裸导体的直径。

$$DIA_s = \sqrt{\frac{4 * CMA_s * I_{SRMS}}{1.27 * \pi} * \frac{25.4}{1000}}$$

其中 CMA_s 为以圆密耳 / 安培为单位的次级绕组电流密度。使用 200 的 CMA_s 值可以计算出最小的线径。

●基于 DIA_s 选定绕制次级绕组的 AWG_s 标准线。如果所用线的裸线导体直径在 132 kHz 应用当中大于 27 AWG 或者 66 kHz 应用当中大于 25 AWG，则建议使用多股细线并绕的方式绕制次级绕组，这样可以减小集肤效应的影响。

■步骤 28 -确定输出电容的纹波电流 I_{RIPPLE}

●输出电容的纹波电流。

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2}$$

其中 I_O 为输出直流电流

■步骤 29 -确定次级及偏置绕组的最大峰值反向电压 PIV_S, PIV_B

●次级绕组最大峰值反向电压

$$PIV_S = V_O + (V_{MAX} * \frac{N_S}{N_P})$$

●偏置绕组最大峰值反向电压

$$PIV_B = V_B + (V_{MAX} * \frac{N_B}{N_P})$$

■步骤 30 -参照表 8，基于 VOR 及输出类型选择初级钳位电路中使用的钳位稳压管以及阻断二极管

电源输出	V_{OR}	阻断二极管	钳位用稳压管
多路输出	100 V	BYV26C MUR160 UF4005	P6KE150
单路输出	120 V	BYV26C MUR160 UF4005	P6KE180

表 8. 钳位稳压管及阻断二极管的选择

■步骤 31 -根据表 9 选择输出整流管

● $V_R \geq 1.25 * PIV_S$;其中 PIV_S 从步骤 29 中得出，而 V_R 为整流二极管的反向电压额定值。

● $I_D \geq 3 * I_O$;其中 I_D 为二极管的直流电流额定值,而 $I_O = \frac{P_O}{V_O}$ 。

整流二极管	V _r (V)	I _r (A)	封装	生产商
肖特基				
1N5819	40	1	轴向	General Semi
SB140	40	1	轴向	General Semi
SB160	60	1	轴向	General Semi
MBR160	60	1	轴向	IR
11DC06	60	1.1	轴向	IR
1N5822	40	3	轴向	General Semi
SB340	40	3	轴向	General Semi
MBR340	40	3	轴向	IR
SB360	60	3	轴向	General Semi
MBR360	60	3	轴向	IR
SB540	40	5	轴向	General Semi
SB560	60	5	轴向	General Semi
MBR745	45	7.5	TO-220	General Semi IR
MBR760	60	7.5	TO-220	General Semi
MBR1045	45	10	TO-220	General Semi IR
MBR1060	60	10	TO-220	General Semi
MBR10100	100	10	TO-220	General Semi
MBR1645	45	16	TO-220	General Semi IR
MBR1660	60	16	TO-220	General Semi
MBR2045CT	45	20(2×10)	TO-220	General Semi IR
MBR2060CT	60	20(2×10)	TO-220	General Semi
MBR20100	100	20(2×10)	TO-220	General Semi IR
超快速				
UF4002	100	1	轴向	General Semi
UF4003	200	1	轴向	General Semi
MUR120	200	1	轴向	General Semi
EGP20D	200	2	轴向	General Semi
BYV27-200	200	2	轴向	General Semi Philips
UF5401	100	3	轴向	General Semi
UF5402	200	3	轴向	General Semi
EGP30D	200	3	轴向	General Semi
BYV28-200	200	3.5	轴向	General Semi Philips
MUR420	200	4	TO-220	General Semi
BYW29-200	200	8	TO-220	General Semi Philips
BYV32-200	200	18	TO-220	General Semi Philips

表 9. 输出二极管的选择

■ 步骤 32 - 输出电容的选择

- 在 105 度及 100KHZ 频率下纹波电流的规格：必须大于等于步骤 28 中得到的 I_{RIPPLE} 数值
- ESR 规格：使用低 ESR 的电解电容。输出开关纹波电压等于 $I_{SP} * ESR$ ，其中 I_{SP} 为步骤 25 中得到的数值。
- 举例：

• 举例：

输出	输出电容
5 V 至 24 V, 1 A	330 μ F, 35 V, 低 ESR, 电解电容 United Chemicon LXZ35VB331M10X16LL Rubycon 35YXG330M10x16 Panasonic EEUFC1V331
5 V 至 24 V, 2 A	1000 μ F, 35 V, 低 ESR, 电解电容 United Chemicon LXZ35VB102M12X25LL Rubycon 35YXG1000M12.5x25 Panasonic EEUFC1V102

■步骤 33 - 后级滤波器电感 L 和电容 C 的选择

- 电感L: 2.2 μ H至4.7 μ H。对于低电流(≤ 1 A)的输出使用磁珠，而较高电流的输出可以使用非定制的标准电感。如果必要，可以增大电感的电流额定值从而避免在电感两端出现过高的压降。
- 电容C: 100 μ F至330 μ F、35 V的电解电容
100 μ F、35 V的电解电容举例：
United Chemicon KMG35VB101M6X11LL
Rubycon 35YXA100M6.3x11
Panasonic ECA1VHG101

■步骤 34 - 从表 10 选择偏置绕组的整流管

- $V_R \geq 1.25 * PIV_B$; 其中 PIV_B 从步骤 19 中得出，而 V_R 为整流二极管的反向电压额定值。

整流管	$V_R(V)$	生产商
BAV21	200	Philips
UF4003	200	General Semi
IN4148	75	Motorola

表10. 偏置绕组整流管的选取

■步骤 35 - 偏置绕组电容的选择

- 使用 0.1 mF、50 V 的瓷片电容。

■步骤 36 - 控制极引脚电容及串联电阻的选择

- 控制极引脚电容: 47 μ F、10 V 的低成本电解电容 (不要使用低 ESR 的电容)。
- 串联电阻: 6.8 Ω 、1/4 W 的电阻 (如果 $KP \geq 1$ ，比如非连续模式，则不需要此电阻)。

■步骤 37 - 根据图 3、4、5 及 6 中所示的参考反馈电路的类型，选用相应的反馈电路元件

- 适用的参考反馈: 在步骤 2 中进行确定。

附录A

多路输出的反激式电源设计

总输出功率相同的多路输出反激电源和单路输出反激电源设计的唯一区别在于次级侧的设计。在单路输出的情况所有功率都从一个输出传送到负载，多路输出的反激电源则与此不同，它将输出功率分配在几个输出当中给负载供电。因此，两者初级侧的设计过程是相同的，而只需对次级侧的要求进行进一步的考量。

设计时对输出功率加以汇总

进行多路输出反激式设计的简单方法如AN-22（使用TOPSwitch设计多路输出反激式电源）所述。开始设计时，将多个输出的总功率进行汇总，使其等效于一个主输出的输出功率，进行单路输出的设计。这样可以得到次级峰值电流 I_{SP} 以及RMS电流 I_{SRMS} 。同时也计算出了相当于汇总功率的输出电流平均值 I_O 。

简化设计的假设条件

每路输出的电路阻抗决定了各个输出绕组中的电流波形。该阻抗与漏感、整流管特性、电容值以及起着重要作用的输出负载有关。尽管各个输出的电流波形可能不完全一样，为简化近似，可以合理地假定所有输出的电流都与总功率相同的单路输出电源具有相同的波形。

输出RMS电流与平均值电流

输出电流的平均值总是与直流负载电流相等，而RMS电流则由电流波形的形状决定。由于假定所有输出的电流波形形状相同，因而它们的RMS电流与平均值电流的比例也是相同的。因此，输出平均值电流已知的情况下，每个输出绕组的RMS电流值可计算如下

$$I_{SRMS}(n) = I_O(n) \times \frac{I_{SRMS}}{I_O}$$

其中 $I_{SRMS}(n)$ 和 $I_O(n)$ 分别为第n个输出的次级RMS电流和输出平均值电流，而 I_{SRMS} 和 I_O 则为相同功率的单路输出等效设计中得到的次级RMS电流和平均值电流。

各路输出的次级设计

每个绕组的圈数依据各自的输出电压 $V_O(n)$ 计算得到：

$$N_s(n) = N_s \times \frac{V_O(n) + V_D(n)}{V + V_D}$$

输出整流管的最大反向电压为

$$PIV_s(n) = V_{MAX} \times \frac{N_s(n)}{N_p} + V_O(n)$$

已经得到了输出RMS电流 $I_{SRMS}(n)$ 、次级绕组圈数 $N_s(n)$ 及输出整流管最大反向电压 $PIV_s(n)$ ，则可以采用与单路输出设计完全相同的方法对每个输出进行次级侧的设计。

次级绕组线径尺寸

在计算次级绕组线径时，TOPSwitch-GX设计表格使用200的CMA值。这样得到的线径为每个输出使用独立绕组时对应输出RMS电流所需的最小线径尺寸。为得到更好的温升性能，设计者可能希望用更大尺寸的线。但考虑到其它方面，比如集肤效应以及绕组的骨架覆盖率，则建议使用多股较小线径的线来并行绕制次级绕组。此外，变压器生产当中一些实际考虑的事项也会对用线尺寸加以规定。

■ 步骤 38 - 环路动态补偿设计

38.1 、TL431 工作条件

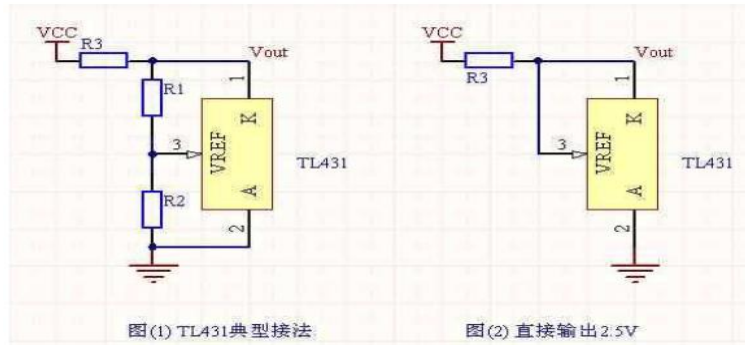
TL431 工作条件：在选择电阻时必须保证通过阴极的电流要大于 1ma

图 (1) 是 TL431 的典型接法，输出一个固定电压值，计算公式是： $V_{out} = (R1+R2)*2.5/R2$ ， $R2 < 12.5K$ 欧。 $R2$ 的取值， $R2$ 的值不是任意取的，要考虑两个因素：

1) 431 参考输入端的电流，一般此电流为 2uA 左右，为了避免此端电流影响分压比和避免噪音的影响，一般取流过电阻 $R6$ 的电流为参考段电流的 100 倍以上，所以此电阻要小于 $2.5V/200uA=12.5K$ 。

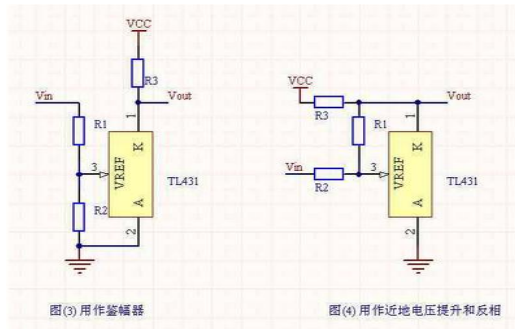
2) 待机功耗的要求，如有此要求，在满足《12.5K 的情况下尽量取大值。

同时 R3 的数值应该满足 $1\text{mA} < (V_{cc}-V_{out})/R3 < (150\text{ma})$

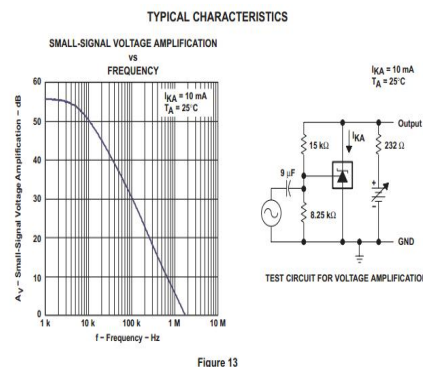
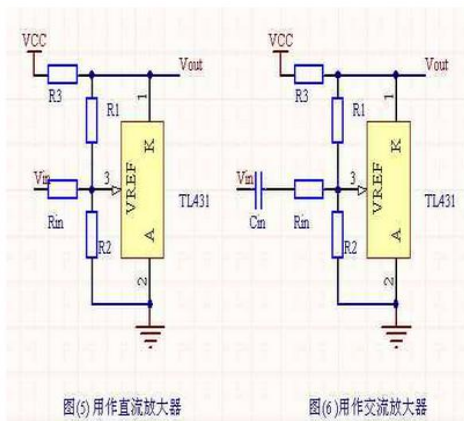


当 R1 取值为 0 的时候，R2 可以省略，这时候电路变成图(2)的形式，TL431 在这里相当于一个 2.5V 稳压管。

利用 TL431 还可以组成鉴幅器，如图(3)，这个电路在输入电压 $V_{in} < (R1+R2)*2.5/R2$ 的时候输出 V_{out} 为高电平，反之输出接近 2V 的电平。需要注意的是当 V_{in} 在 $(R1+R2)*2.5/R2$ 附近以微小幅度波动的时候，电路会输出不稳定的值。TL431 可以用来提升一个近地电压，并且将其反相。如图(4)，输出计算公式为： $V_{out} = ((R1+R2)*2.5 - R1*V_{in})/R2$ 。特别的，当 $R1 = R2$ 的时候， $V_{out} = 5 - V_{in}$ 。这个电路可以用来把一个接近地的电压提升到一个可以预先设定的范围内，唯一需要注意的是 TL431 的输出范围不是满幅的。



TL431 自身有相当高的增益（我在仿真中粗略测试，有大概 46db），所以可以用作放大器。图(5)显示了一个用 TL431 组成的直流电压放大器，这个电路的放大倍数由 R1 和 R_{in} 决定，相当于运放的负反馈回路，而其静态输出电压由 R1 和 R2 决定。这个电路的优点在于，它结构简单，精度也不错，能够提供稳定的静态特性。缺点是输入阻抗较小， V_{out} 的摆幅有限。图(6)是交流放大器，这个结构和直流放大器很相似，而且具有同样的优缺点



从 TOPSWITCH 的技术手册可以看出，为了线性调节 PWM，控制端电流 I_c 应控制在 2.6~6.6ma 之间， I_c 的大小是受控于线性光耦 PC817A 前端的发光二极管的电流强度，一般选取接近 100% 的 CTR，根据 LTV817A 的技术参数，当后端三极管集射电流 I_c 为 4ma 左右变化时，二极管的电流在 3ma 左右，而集射电压在很宽的范围内线性变化，符合 TOP 管的控制要求，因此可以确定选 PC817A 的二极管正向电流 I_F 为 3ma。

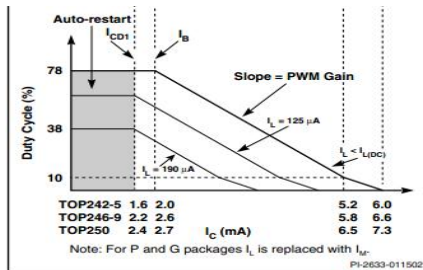
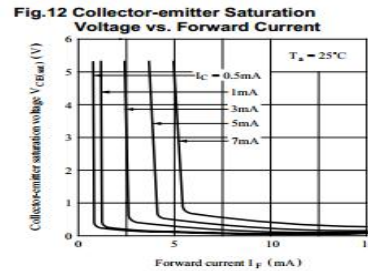


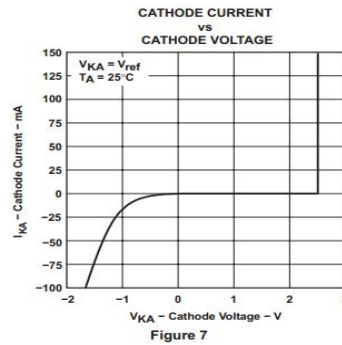
图 7 占空比和频率与控制引脚电流的关系



再看 TL431 的要求，从 TL431 的技术参数可知， V_{KA} 在 2.5V~36V 变化时， I_{KA} 可以在从 1ma 到 100ma 以内很大范围里变化。

recommended operating conditions

	MIN	MAX	UNIT
V_{KA} Cathode voltage	V_{ref}	36	V
I_{KA} Cathode current	1	100	mA
T_A Operating free-air temperature range	TL431xC	0	70
	TL431xI	-40	85
	TL431xD	-40	125



一般选 20ma 即可，即可以稳定工作，又能提供一部分死负载。不过对于 TOP 器件因为死负载很小，直选 3~5ma 左右就可以了。

一、

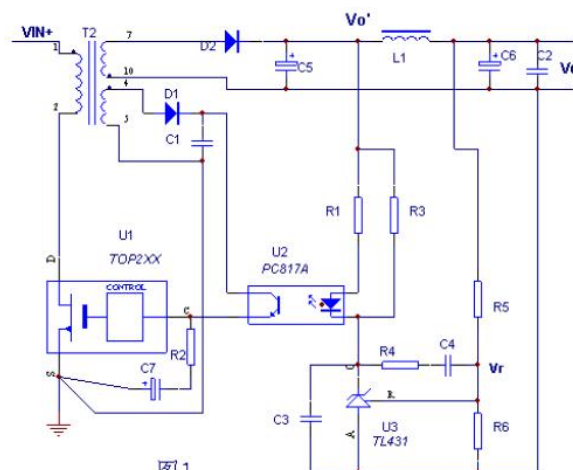


图 1

确定了上面几个关系后，那几个电阻的值就好确定了。根据 TL431 的性能， R_5 、 R_6 、 V_o 、 V_r 有固定的关系：

$$V_o = \frac{R_5 + R_6}{R_6} * V_r$$

式中， V_o 为输出电压， V_r 为参考电压， $V_r=2.50V$ ，先取 R_6 一个值，例如 $R_6=6.19k$ ，根据 V_o 的值就可以算出 R_5 了。再来确定 R_1 和 R_3 。由前所述，PC817 的 I_F 取 $3mA$ ，先取 R_1 的值为 470Ω ，则其上的压降为 $V_{r1}=I_F \cdot R_1$ ，由 PC817 技术手册知，其二极管的正向压降 V_f 典型值为 $1.2V$ ，则可以确定 R_3 上的压降 $V_{r3}=V_{r1}+V_f$ ，又知流过 R_3 的电流 $I_{r3}=I_{ka}-I_F$ ，因此 R_3 的值可以计算出来： $R_3=V_{r3}/I_{r3}=(V_{r1}+V_f)/(I_{ka}-I_F)$ 。根据以上计算可知，TL431 的阴极电压值 V_{ka} ， $V_{ka}=V_o'-V_{r3}$ ，式中 V_o' 取值比 V_o 大 $0.1\sim 0.2V$ 即可。

例：

$V_o = 32V$ ，取 $R_6=6.19k$ ，则 $R_5=73.2k$ ；取 $R_1=470\Omega$ ， $I_F=3mA$ ，则 $V_{r1}=I_F \cdot R_1=1.41V$ ； $V_{r3}=V_{r1}+V_f=1.41+1.2=2.61V$ ；

取 $I_{ka}=20mA$ ， $I_{r3}=I_{ka}-I_F=20-3=17$ ， $R_3=V_{r3}/I_{r3}=2.61/17=153\Omega$ ；

TL431 的阴极电压值 V_{ka} ， $V_{ka}=V_o'-V_{r3}=32.2-2.61=29.59V$

结果： $R_1=470\Omega$ 、 $R_3=150\Omega$ 、 $R_5=73.2K\Omega$ 、 $R_6=6.19K$

上面的计算中有关 R_1 ， R_3 ， R_4 ， R_6 ， C_4 的取值，需要考虑一下因素：

●**R1 的取值**： R_1 的取值要保证 TOP 控制端取得所需要的电流，假设用 PC817A，其 $CTR=0.8-1.6$ ，取低限 0.8 ，要求流过光二极管的最大电流 $=6.6/0.8=8.25mA$ ，所以 R_1 的值 $\leq (32.2-2.5-1.2)/8.25=3.45K$ ，光二极管能承受的最大电流在 $50mA$ 左右，431 为 $100mA$ ，所以我们取流过 R_1 的最大电流为 $50mA$ ， $R_1 > (32.2-2.5-1.2)/50=570$ 欧姆。要同时满足这两个条件： $570 < R_1 < 3.45K$ ；除此以外， R_1 的值影响开环的增益，传递函数 R_1 在分母上， R_1 的具体取值在满足上面范围的情况下由环路设计决定。

●**R3 的取值**：431 要求有 $1mA$ 的工作电流，也就是 R_1 的电流接近于零时，也要保证 431 有 $1mA$ ，所以 $R_3 \leq 1.2V/1mA=1.2K$ 即可。除此以外也是功耗方面的考虑。

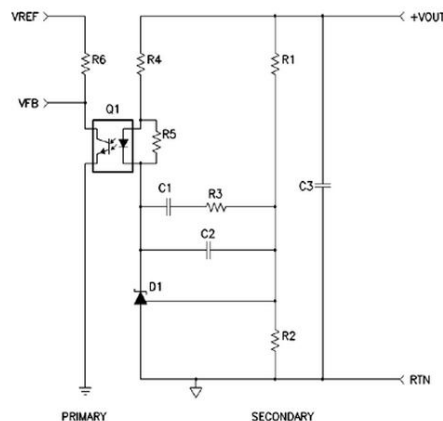
●**R6 的取值**： R_6 的值不是任意取的，要考虑两个因素：

1) 431 参考输入端的电流，一般此电流为 $2\mu A$ 左右，为了避免此端电流影响分压比和避免噪音的影响，一般取流过电阻 R_6 的电流为参考段电流的 100 倍以上，所以此电阻要小于 $2.5V/200\mu A=12.5K$ 。

2) 待机功耗的要求，如有此要求，在满足 $12.5K$ 的情况下尽量取最大值。

●**R4, C4 的取值**： R_5C_4 形成一个在原点的极点，用于提升低频增益，来压制低频 ($100Hz$) 纹波和提高输出调整率，即静态误差， R_4C_4 形成一个零点，来提升相位，要放在带宽频率的前面来增加相位裕度，具体位置要看其余功率部分在设计带宽处的相位是多少， R_4C_4 的频率越低，其提升的相位越高，当然最大只有 90 度，但其频率很低时低频增益也会减低，一般放在带宽的 $1/5$ 处，约提升相位 78 度。

二、



$V_o = 32V$ ，取 $R_2=6.19k$ ，则 $R_1=73.2k$ ；当后端三极管集射电流 I_c 为 $4.4mA$ 左右变化时，

二极管的电流在 3.5mA 左右，取 $I_F=3.5\text{mA}$ ，

●R5 的取值：431 要求有 1mA 的工作电流，也就是光耦的电流接近于零时，也要保证 431 有 1mA，所以 $R5 \leq 1.2\text{V}/1\text{mA}=1.2\text{K}$ 即可，取 1K。此时，流过 R5 的电流大小为 $1.2\text{V}/1\text{K}=1.2\text{mA}$ ， $I_{ka}=I_{r5}+I_F=1.2\text{mA}+3.5\text{mA}=4.7\text{mA}$ ，满足 $I_{ka}=3\sim 5\text{mA}$ 条件。除此以外也是功耗方面的考虑。

●R4 的取值：R4 的取值要保证 TOP 控制端取得所需要的电流，假设用 PC817A，其 $\text{CTR}=0.8\sim 1.6$ ，取下限 0.8，要求流过光二极管的最大电流 $=6.6/0.8=8.25\text{mA}$ ，所以 R4 的值 $\leq (32.2 - 2.5 - 1.2)/(8.25+1.2)=3.02\text{K}$ ，光二极管能承受的最大电流在 50mA 左右，431 为 100mA，所以我们取流过 R4 的最大电流为 $(50+1.2)\text{mA}$ ， $R4 > (32.2-2.5-1.2)/51.2=557$ 欧姆。要同时满足这两个条件： $557 < R4 < 3.02\text{K}$ ；

当 $I_{ka}=I_{r4}=4.7\text{mA}$ ，R4 的值 $\leq (32.2 - 2.5 - 1.2)/4.7=6.06\text{K}$ ，取 $R4=1.5\text{K}$ ，则

$V_{r4}=1.5\text{K} \times 4.7\text{mA}=7.05\text{V}$ ， $V_{ka}=32.2-7.05-1.2=23.95\text{V}$

结果： $R1=73.2\text{k}$ 、 $R2=6.19\text{k}$ 、 $R4=1.5\text{K}$ 、 $R5=1\text{K}$ ， $I_{ka}=4.7\text{mA}$ ， $V_{ka}=23.95\text{V}$

除此以外，R4 的值影响开环的增益，传递函数 R4 在分母上。R4 的具体取值在满足上面范围的情况下由环路设计决定。

38.2 、谐振电路，Q，阻尼系数，品质因数基础知识

加假负载是为了解决空载振荡的问题

原理：单端反激电源在空载的情况下，在某些工作点处会发生振荡现象，表现为变压器的啸叫或输出的不稳定，发生这种现象是由于空载或轻载时开关瞬时开通时间过大，造成输出能量太大因此电压过冲也很大。需要较长的时间去恢复到正常电压，因此开关需停止工作一段时间，这样开关就工作于间歇性工作模式为了解决这种振荡而加假负载，这样使得电压过冲减小或消失。但太大的假负载会使单端反激电源的效率降低，而且即使在轻载的情况下，在某一特定工作点也有可能发生振荡

●谐振和振荡概念：一个已充电的电容器，通过电感线圈放电时，会发出电场能量与磁场能量周期性（频率为 ω_0 ）的转换，这种能量转换称为振荡。一个含有电感电容的电路，它的阻抗会随交流电源频率的改变而变化，当电源频率恰为 ω_0 时，电抗为零，阻抗为纯阻，回路中的电流与端电压同相位，振荡达到最强，此现象称电路发生了谐振。

38.3 、零极点基础知识

在复平面 ($s = \sigma + j\omega$) 上，使传递函数 $G(s) \rightarrow \infty$ 的点，称为 $G(s)$ 的极点；使 $G(s) = 0$ 的点，称为 $G(s)$ 的零点。零点或极点为复数时，为复零点或复极点。实零点或实极点为实数，位于实轴 (α 轴) 上。位于 s 右半平面 (RHP—Right Half Plane) 的正零点或正极点，称为 RHP 零点或 RHP 极点；位于 s 左半平面 (LHP—Left Half Plane) 的负零点或负极点，称为 LHP 零点或 LHP 极点。只要含有一个 RHP 极点，系统就是不稳定的；系统的全部极点都是 LHP 极点时，系统才是稳定的。极点和零点为虚数时，位于虚轴 (J 轴) 上；有虚极点的系统属于不稳定系统。

一阶系统的几种零、极点特性的比较见表

$G(s)$	$\omega > \omega_c$ 的幅频特性变化率	总相位	零点或极点
$1/(1+T_s)$	-1, 下降	滞后 90°	LHP 极点, $-1/T$
$1/(1-T_s)$	-1, 下降	超前 90°	RHP 极点, $+1/T$
$1+T_s$	+1, 上升	超前 90°	LHP 零点, $-1/T$
$1-T_s$	+1, 上升	滞后 90°	RHP 零点

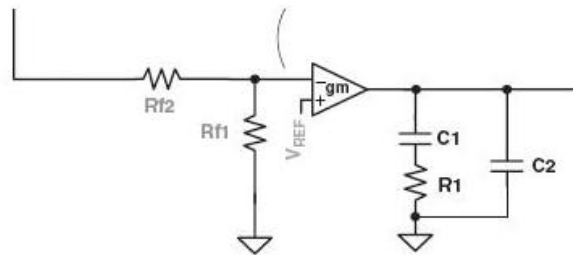
$$G(s) = \frac{K(s+z_1)\cdots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_n)}$$

其中 $s=-z_1, -z_2, \dots, -z_m$ 稱為系統零點(zero)

$s=-p_1, -p_2, \dots, -p_n$ 稱為系統極點(pole)

例一：

从自动控制原理来说，这就是一个一阶惯性环节：相应的闭环传递函数：



$$G_{ea}(s) = \left[\left(\frac{Rf1}{Rf1+Rf2} \right) * Gm \right] * \frac{1+sR1*C1}{(s(C1+C2))*(1+R1*s\frac{C1C2}{C1+C2})}$$

当 $C2 \ll C1$ 时，

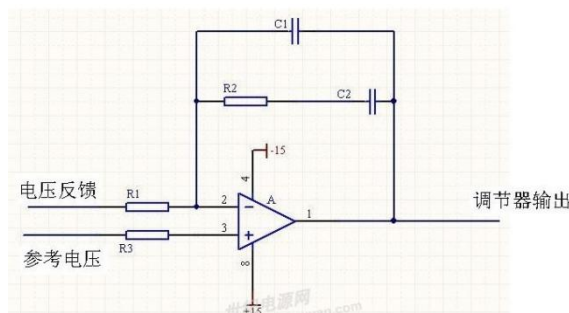
$$G_{ea}(s) = \left[\left(\frac{Rf1}{Rf1+Rf2} \right) * Gm \right] * \frac{1+sR1*C1}{sC1*(1+sR1C2)}$$

从上面的传递函数就可以分析出：R1 & C1 引入了一个零点；R1 & C2 引入了一个极点

零点与极点所处的频率分为： $F_{zero} = 1/(2\pi R1 * C1)$ ； $F_{pole} = 1/(2\pi R1 * C2)$ ；

初始极点： $F_{pole, origin} = \left[\left(\frac{Rf1}{Rf1+Rf2} \right) * Gm \right] / (2\pi * C1)$ ；

例二：



1、误差放大器的补偿回路，应该没有极点电容和零点电容的说法，进行传递函数推导，在 $C2$ 远大于 $C1$ 的情况下，如 $C2=100$ 倍 $C1$ ， $R2C2$ 在 $f=1/(2\pi R2C2)$ 处形成一个低频零点， $R2C1$ 在 $f=1/(2\pi R2C1)$ 处形成一个高频极点。

2、开关电源的总开环增益，包括两个部分，一个是从控制到输出的部分，另一个就是误差放大器的部分。从控制到输出部分的增益，属于开关电源建模的范畴，目前模型已经足够成熟。误差放大器的部分，这个属于单极点单零点补偿。

3、至于为什么增加零点和增加极点。

$R2$ 和 $R1$ 的比值，确定了误差放大器的中频段增益。但如果误差放大器没有零极点，即增益跟频率无关，得出来的传递函数，并不能达到理想的效果。一般来说，为了提高调节精度，我们希望在零频处放置一个极点，这样，系统直流增益可以做到最大；为了压制低频纹波，我们希望低频增益足够高，为了提高系统的抗干扰能力，希望高频增益能以 20dB/dec 或者 40dB/dec 速率下降。

4、滤波电容的 ESR 形成的零点，频率大致在 $5\text{K}-10\text{K}$ 的范围内。主要看输出电容的类型，和大小。比如小功率 DC/DC，用瓷片电容，那零点就很高，有的可以达到 100k 以上，但如果选用大容量电解电容，可能只有几 K 。

5、还有关于调节器的穿越频率问题。事实上，我们更关心的是整个开关电源的总的环路增益，而不单单是这个调节器的穿越频率。根据香农采样定理可知，开环穿越频率 F_c 不能大于开关频率的一半。至于能达到多少，没有定式，一般设置在 $25\% \sim 20\%$ 处。

6、 F_z 和 F_p 的关系。

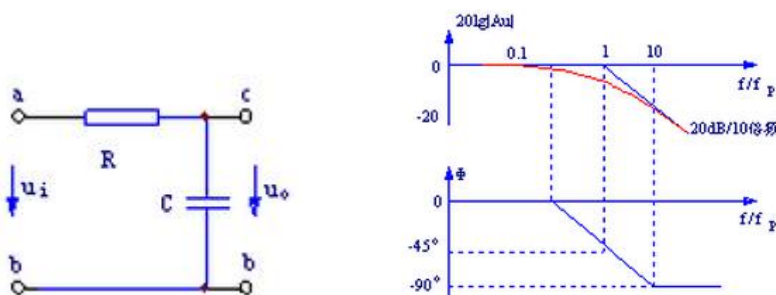
首先， f_z 要放在低频， F_p 放在高频，这点毫无疑问。 f_z 频率越低，低频纹波越大； f_p 频率越高，抗干扰能力越差。 f_z 和 f_p 之间的距离越远，相位裕度越大，系统越稳定，但动态响应不一定越好。为了得到较好的动态响应，一般设置相位裕度为 45 度为最佳。动态响应呢，又分为两个概念，一个是响应的快速性，一个是响应的平稳性，超调小，调节时间短，是我们追求的，但这两个内容又是相互矛盾的。

38.4 、TOPSWITCH 控制环路分析

●基础知识

波特图是分析开关电源控制环路的一个有力工具，它可以使复杂的幅频和相频响应的计算变成简单的加减法，特别是使用渐近线近似以后，只需要计算渐近线改变方向点的值。

(1) 单极点响应：



其中， $Au = \frac{V_0}{V_i} = \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + R} = \frac{1}{1 + RCs}$ ，极点 $\omega_p = -\frac{1}{RC}$ ，极点处， $f_p = \frac{1}{2\pi RC}$

则 $Au = \frac{1}{1 + RCs} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_p}}$

$|Au| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_p})^2}}$ ， $\varphi = -\arctan \frac{f}{f_p}$

$20\lg|Au| = 20\lg \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_p})^2}} = 0 - 10\lg[1 + (\frac{f}{f_p})^2] = -10\lg[1 + (\frac{f}{f_p})^2]$

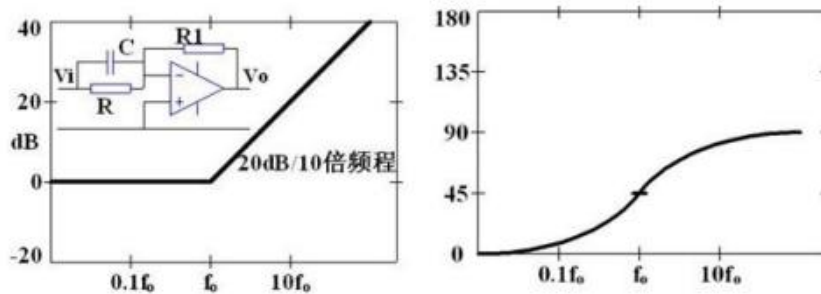
当 $f = f_p$ 时， $20\lg|Au| = -10\lg 2 = -3\text{dB}$

当 $f < 0.1f_p$ 时， $\frac{f}{f_p}$ 项比 0.1 小，可忽略，结果为 0dB。说明该电路对低频信号没有任何的衰减作用，低频信号可以很顺利的通过该电路，所以该电路称为低通滤波器。

当 $f > 10f_p$ 时， $\frac{f}{f_p}$ 项比 10 小，1 可忽略，说明频率每增加 10 倍，增益下降 20dB，说明该电路对高频信号有很强的衰减作用；

增益按 -20dB/10 倍频程下降，相位近似按 -45° / 10 倍频程下降。最大相移为 -90°。

(2) 单零点响应：



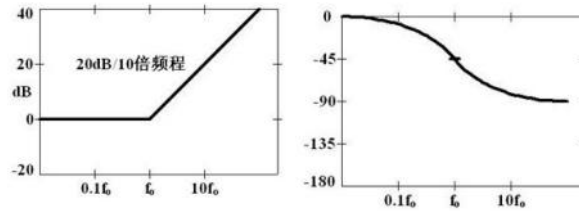
其中， $\frac{V_i}{\frac{1}{sC} + R} = \frac{V_0}{R1}$ ， $Au = \frac{V_0}{V_i} = \frac{R1(1 + RCs)}{R}$ ，零点 $\omega_z = \frac{1}{RC}$ ，极点处， $f_z = \frac{1}{2\pi RC}$

则 $Au = \frac{R1(1 + RCs)}{R} = \frac{R1(1 + j\frac{f}{f_z})}{R}$ ， $|Au| = \frac{R1}{R} \sqrt{1 + (\frac{f}{f_z})^2}$ ， $\varphi = \arctan \frac{f}{f_z}$

$20\lg|Au| = 20\lg \frac{R1}{R} + 10\lg [1 + (\frac{f}{f_z})^2]$

增益按 20dB/10 倍频程上升，相位近似按 45° / 10 倍频程下降。最大相移为 90°。

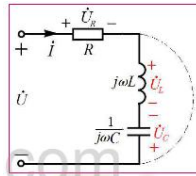
(3) 右半平面零点：



其中， $\frac{V_0}{V_1} = 1 - \frac{s}{2\pi f_z} = \frac{2\pi f_0 - s}{2\pi f_0}$ ，零点 $\omega_z = 2\pi f_0$

(4) 双极点响应：

串联谐振：



1. 谐振时，等效阻抗的虚部为零，电路的阻抗为纯电阻， $Z_0=R$ ，阻抗为最小值；LC 串联部分相当于短路；

2. 电流与端电压同相位，电流达到最大值： $I_0 = \frac{U}{R}$

3. 电路发生谐振时，感抗或容抗与电阻之比，称为 LC 回路的品质因数，用 Q 表示：

$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{\sqrt{L}}{R} = \frac{\rho}{R}$ （ ρ 称为 LC 回路的特征阻抗），Q 越大，选频特性越强，通频带越窄。

4. 谐振时元件的端电压分别为：

$$\dot{U}_L = j\omega_0 L I_0 = j\omega_0 L \frac{U}{R} = jQU$$

$$\dot{U}_C = \frac{1}{j\omega_0 C} I_0 = -j \frac{1}{\omega_0 C} \frac{U}{R} = -jQU$$

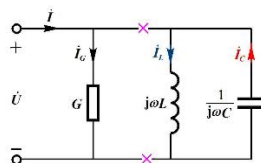
用电压定义：

电容或电感上的电压与外加信号电压 U 之比

5. 两电感元件端电压大小相等，相位相反，互相抵消，且电压值比电源电压大 Q 倍，故串联谐振又称为电压谐振。谐振时的高压对电力系统电器有危害，应尽力避免。在通信工程中常常利用谐振获得较高的电压。

6. 串联谐振回路适用于信号源内阻较小的情况。当信号源内阻很大时，使得谐振回路的品质因数很低，选频特性变差，此时应采用 GLC 并联谐振回路。

并联谐振：



1. 谐振时，等效导纳的虚部为零，电路的导纳为纯电导， $Y_0=G$ ，导纳为最小值，或者说阻抗达到最大值，LC 并联部分相当于开路；

2. 电流与端电压同相位，电压 U 为定植，电流达到最小值 $I_0=UG$ ；

3. 谐振时各元件电流为：

$$I_{LO} = \frac{U}{j\omega_0 L} = -j \frac{RI}{\omega_0 L} = -jQI_0$$

$$I_L = \frac{U}{1/(j\omega_0 C)} = j\omega_0 CRI_0 = jQI_0$$

用电流定义：

电容或电感上的电流与电流源供给电流 I 之比

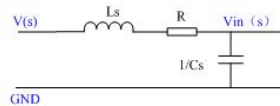
4. 两电抗中的电流大小相等，相位相反而相互抵消，LC 并联部分相当与开路，故并联谐振时阻抗最大，电抗中的电流比电源供给电流大 Q 倍，故并联谐振又称为电流谐振。

5. 电路发生谐振时，感抗或容抗的导纳与电导之比，称为 LC 回路的品质因数；

$$6. Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{\omega_0 LG} = \frac{\sqrt{C}}{G} = R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

●Q 的定义，与电感与 R 的关系有关

举个实际电路的例子吧，以常见的LRC电路为例：



建立由V(s)到Vin(s)的传递函数：

$$\Phi(s) = \frac{V_{in}(s)}{V(s)} = \frac{\frac{1}{Cs}}{Ls + R + \frac{1}{Cs}} \quad (1)$$

化简式(1)得：

$$\Phi(s) = \frac{(\frac{1}{\sqrt{LC}})^2}{s^2 + \frac{R}{L}s + (\frac{1}{\sqrt{LC}})^2} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (2)$$

其中：

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots\dots \text{自然频率}$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \times R \sqrt{\frac{C}{L}} \dots\dots \text{阻尼系数}$$

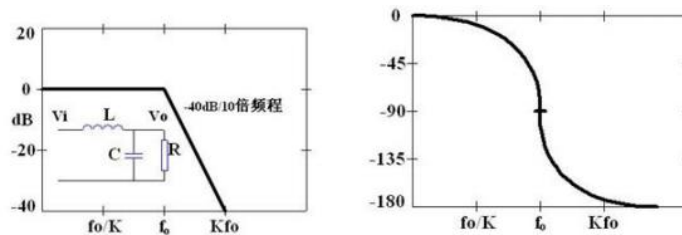
工程上，把具有如式(2)表达形式的系统称为二阶系统，阻尼系数 ζ 直接影响到系统的阶跃响应。

1. 当 ζ = 0 时，系统的阶跃响应为正弦波；
2. 当 0 < ζ < 1 时，系统处于欠阻尼状态，阶跃响应为幅值阻尼衰减的正弦波；
3. 当 ζ ≥ 1 时，系统处于临界阻尼状态，阶跃响应没有超调量。

品质因数与阻尼系数的关系：

$$Q = 1/2\zeta$$

例，



$$Z = \frac{1}{\frac{1}{SC} + R} + SL = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} + R} + j\omega L = \frac{R}{1 + j\omega CR} + j\omega L = \frac{R * (1 - j\omega CR)}{1 + (\omega CR)^2} + j\omega L$$

$$= \frac{R}{1 + (\omega CR)^2} - j \left(\frac{\omega CR^2}{1 + (\omega CR)^2} - \omega L \right)$$

谐振时，虚部为零

$$\frac{\omega CR^2}{1 + (\omega CR)^2} - \omega L = 0, \text{ 谐振频率 } \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{R^2 C^2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} * \sqrt{1 - \frac{L}{CR^2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} * \sqrt{1 - \left(\frac{\sqrt{L}}{R}\right)^2},$$

当 $R < \sqrt{\frac{L}{C}}$ ， ω_0 为虚数，电路不会谐振。

当 $R \gg \sqrt{\frac{L}{C}}$ ， ω_0 为实数，谐振频率为：

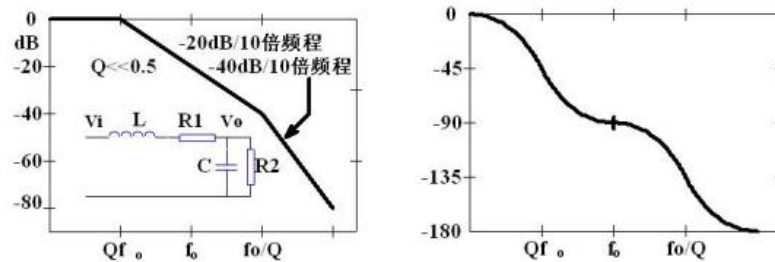
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\text{其中, } \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{\frac{1}{sC}R}{\frac{1}{sC}+R}}{\frac{\frac{1}{sC}R}{\frac{1}{sC}+R} + sL} = \frac{\frac{1}{sC}R}{\frac{1}{sC}R + (\frac{1}{sC}+R)*sL} = \frac{R}{R + sL + RLCS^2} = \frac{1}{1 + \frac{sL}{R} + LCS^2} = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$$

$$R \text{ 与 } L \text{ 并联, } Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}, \quad \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad K = 52^2 Q$$

Q 值是电路的品质因数，过了谐振点后，增益按 -40dB/10 倍频下降，相位依 Q 值的不同有不同的变化率，Q 值越大，相位变化越剧烈，在谐振点相位是 -90°，最大总相移为 -180°

(5) 低 Q 值的双极点响应：



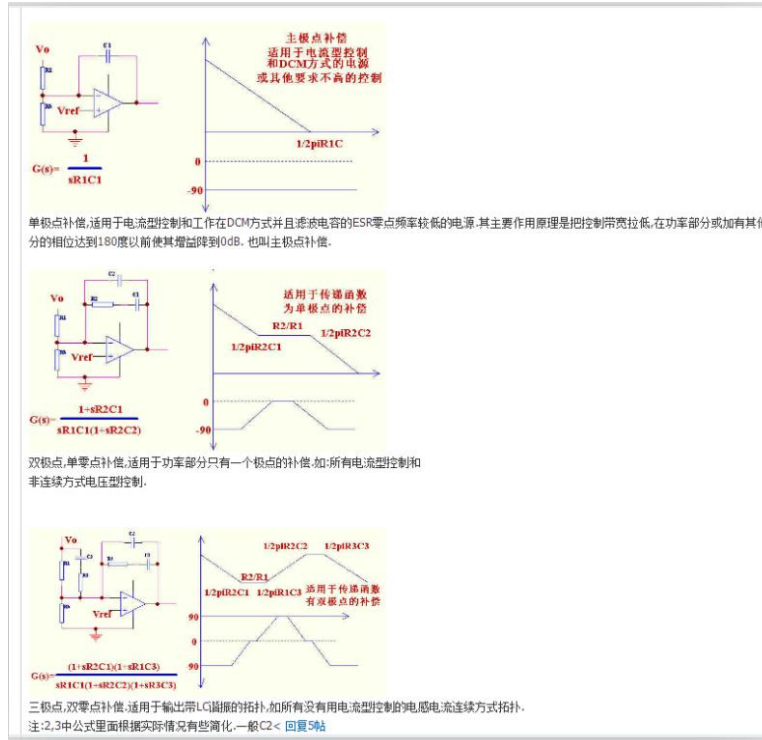
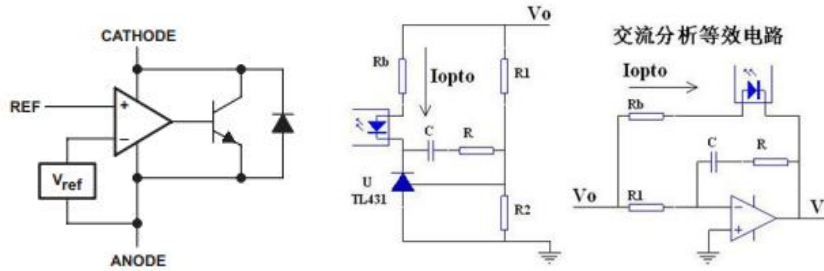
当 $Q < 0.5$ 时

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right)} \quad f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad Q \approx \frac{2\pi f_0 L}{R_1}$$

$$\omega_1 \approx 2\pi * Qf_0 \quad \omega_2 \approx 2\pi * \frac{f_0}{Q}$$

Q 值是电路的品质因数，R2 是负载电阻，R1 是电感的电阻，电容的 ESR，整流管内阻，和代表磁心损耗和漏感损耗的合成电阻。大部分的 AC/DC 电源，由于损耗较高，一般 Q 值很难大于 3。当 Q 值较低时 ($Q < 0.5$)，双极点响应会退化为两个单极点响应，如上图所示。

●TL431 用输出供电时的零，极点特性：



其中：

$$I_{OPTO} = \frac{V_O - V_1}{R_b}$$

(只计算交流部分，二极管的压降在小信号范围内可以认为是不变的，看做恒压源，对交流不产生影响)

$$V_1 = -\frac{R + \frac{1}{sC}}{R1} V_O$$

由上式得，

$$\frac{I_{OPTO}}{V_O} = \frac{1 + (R + R1)CS}{R1R_bCS}$$

从上面的公式可以看到，在输出直接给 431 供电的情况下，零点的位置在 $\frac{1}{2\pi(R+R1)C}$ 处，

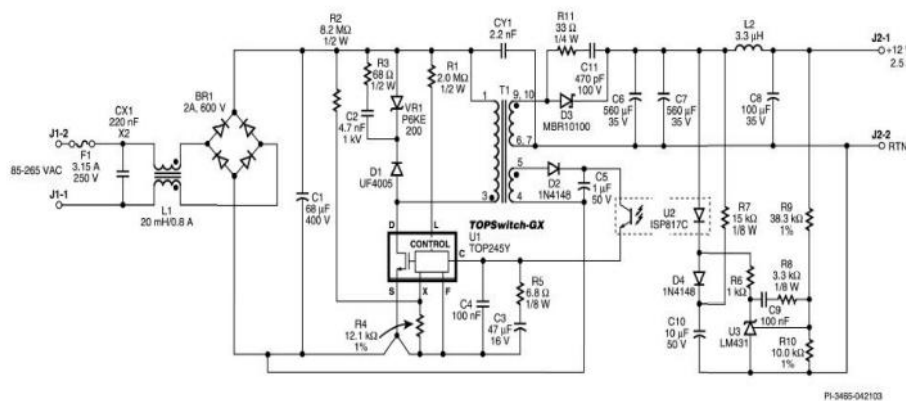
而不是 $\frac{1}{2\pi RC}$ 。即使没有 R，只接一个 C 的情况下，零点还是存在，如果 R1 远大于 R，

零点的位置主要有反馈网络的上分压电阻决定。为了抑制输出的开关纹波，有时在后面加一个 LC 滤波，其谐振频率一般大约为开关频率的 1/10-1/20 左右，这个频率通常远大于反馈回路的带宽，其影响可以忽略。工程实践中一般 R < R1，当频率升高时，公式分子的 1 可以省略，右边的 R+R1 约等于 R1，最后的结果就是 1/Rb。也就是说高频时 431 就等于一个

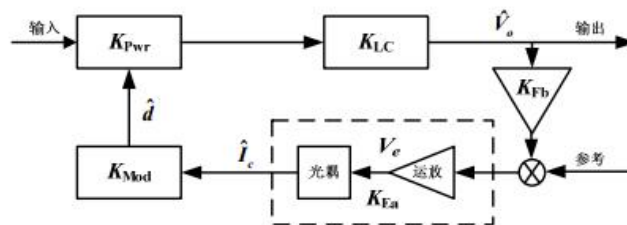
稳压二极管，只有低频时才起作用。根据上面的结果就知道：上面的反馈一般用稳压二极管代替 431 的结果是差不多的，除了低频增益有差别外，一般用稳压管代替电源也是稳定的，这也反证了上面的分析是正确的。只要 LC 在低频部分不产生太大的相移，环路就稳定，而实际情况正是这样，看似 LC（分析时可能要包括前面的 C）一个二阶震荡，但由于电阻和电容内阻的阻尼作用，实际低频是个一阶的，相移不大。而轻载时负载电阻阻尼没有了，但电路又变成非连续了，控制方程又变了，二阶震荡又没有了，所以还是稳定的。

高频时 431 可以看做稳压管，这时候后级 431 采样已经不起作用了，仅是 431 供电端的影响；直流通路中电感可以看做短路，后级 L 又很小，所以低频时 431 采样在后级电感前后影响不大，所以只要 431 供电端接在后级滤波电感前，不论采样在滤波电感前或者滤波电感后，都可以按在分析时忽略后级 LC 滤波器的影响

●控制环路分析



下面为反激电压方式的反馈环路图：



其开环传递函数为：

$$K(s) = [K_{Mod}(s) * K_{Pwr}(s) * K_{Lc}(s) * K_{Fb}(s)] * K_{Ea}(s) = K_1(s) * K_{Ea}(s)$$

其中，

K_{Pwr} —功率部分传递函数；

K_{Lc} —输出 LC 滤波部分传递函数；

K_{Fb} —反馈分压部分传递函数；

K_{Ea} —反馈补偿部分和光耦部分传递函数；

K_{Mod} —调制器部分传递函数；

在做补偿设计以前，先计算出除 K_{Ea} 外各自部分的频率特性，然后计算出 $K_1(s) = [K_{Mod}(s) * K_{Pwr}(s) * K_{Lc}(s) * K_{Fb}(s)]$ 的频率特性，根据实际情况确定出需要的设计目标 K_{Ea} ，然后通过设计 TL431 的相应补偿来完成 K_{Ea} 的要求。

结合上面的原理图我们来计算在 220VAC 输入时各个部分的数值。已知数值： $V_{in} = 135V$ ， $V_{out} = 12V$ ，输出二极管后的两个电解电容的 $ESR = 50m\Omega$ ，负载 $R = 4.8\Omega$ ，

$\eta = 81\%$ 。

$N_p = 58T, N_s = 6T, L_p = 827\mu H, V_{or} = 120V, V_{ds} = 5.2V$

则

(1) 计算 $K_{PWR}(s) * K_{LC}(s)$

$$L_s = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 * L_p = 8.85\mu H$$

$$D = \frac{V_{or}}{V_{in} + V_{or} - V_{ds}} = 0.48$$

V_{or} 是次级反射到初级的电压， L_p 为初级绕组电感， L_s 为次级绕组电感， D 为占空比。功率部分和输出 LC 滤波部分小信号传递函数：

$$K_{PWR}(s) * K_{LC}(s) = \frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} = \left[\frac{V_{in} * N_s}{(1-D)^2 * N_p} \right] * \left[\frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 - \frac{s}{\omega_{z2}})}{1 + \frac{s}{\omega_{oQ}} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \right]$$

● 对于 $K_{PWR}(s)$ 部分，

$K_{PWR}(s)$ 主要反应的是直流增益， $V_o = -V_{in} * \frac{D}{1-D} * \frac{N_s}{N_p}$ 。

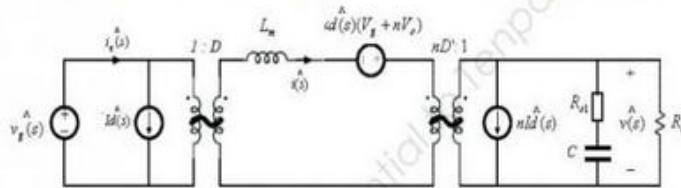
$$\frac{N_p}{N_s} = -\frac{V_{or}}{V_o + V_{ds}} \rightarrow V_o = -\frac{N_s}{N_p} * V_{or}$$

又 $D = \frac{V_{or}}{V_{in} + V_{or} - V_{ds}} \rightarrow V_{or} = V_{in} * \frac{D}{1-D}$ ，则 $V_o = -V_{in} * \frac{D}{1-D} * \frac{N_s}{N_p}$ ，对这个等式求导，得出功率部分的小信号增益：

$$K_{PWR}(s) = \frac{\partial V_o}{\partial D} = \frac{V_{in} * N_s}{(1-D)^2 * N_p} = \frac{135}{(1-0.48)^2} * \frac{6}{58} \approx 50$$

● 对于 $K_{LC}(s)$ 部分，

Flyback PWM Stage 小信号模型 (CCM)



■ Power Stage 传函：
$$\frac{\hat{V}(s)}{\hat{d}(s)} \approx \frac{V_g}{nD^2} \frac{(1 + R_{oi}Cs)(1 - \frac{sL_n D}{n^2 R_o (1-D)^2})}{1 + s \frac{L}{n^2 D^2 R_o} + s^2 \frac{LC_{oi}}{n^2 D^2}}$$

■ 系统右半平面零点：
$$w_{rz} = \frac{n^2 R_o (1-D)^2}{L_n D}$$

■ 负载电容 ESR 零点：
$$w_z = \frac{1}{R.C}$$

LC 滤波电路，考虑到输入前的电感（正激为滤波电感，反激为次级电感的占空比等效），实际上是个两级 LC 滤波电路。不过从工程的观点来看，第一个滤波电容按正常的算法选取，一个是纹波电流考虑，一个是 ESR 考虑，最后的结果基本都是由 ESR 确定。后级 LC 的主

要作用是抑制开关频率的纹波，选取按如下原则，其转折频率为开关频率的 1/10-1/20 左右，这个频率远大于反馈回路的带宽，其影响可以忽略不计。

实际上很少有电源带宽取在开关频率的 1/4-1/5 处，如这个电源开关频率为 132KHz，1/5 为 26KHz，如果你取在这个频率，电源将无法正常工作，原因有几个方面。

- 1) 要达到 26K 带宽，则低频处的增益很高，一般运放达不到这么宽的增益带宽积，要用特殊运放。
- 2) 噪音干扰使电源无法工作
- 3) 所谓的右半平面零点使反馈补偿无法进行
- 4) 带宽很宽时，各个功率部分的传输延时引起的相移可能不能忽略，同样这也是无法补偿的。所以一般反激的带宽都设计到 1-3K 之间，其实正激也存在类似的问题，如 DC-DC 由于有压降补偿，很容易引入干扰，带宽一般也很低。带宽高的一半是非隔离 DC-DC，它开关频率高，并且很紧凑，非隔离，容易设计带宽。另外与应用也有关，一般要求反应快的都是用 DC-DC 完成的。

但有一点需要注意，用 431 做反馈时，431 的供电要在 L1 的前面取，这样系统才稳定，反馈分压可以从后面取，得到最好的稳压精度。另外 L1 的值尽量小一些，如 1-4.7uH，如果此值大了，明显输出电流大时损耗大。

$$K_{LC}(s) = \frac{(1+\frac{s}{\omega_{z1}})(1-\frac{s}{\omega_{z2}})}{1+\frac{s}{\omega_0Q}+\frac{s^2}{\omega_0^2}} = \frac{(1+\frac{s}{\omega_{z1}})(1-\frac{s}{\omega_{z2}})}{(1+\frac{s}{\omega_{p1}})(1+\frac{s}{\omega_{p2}})}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_C C} = \frac{1}{0.05 \times 560} = 35.7K; f_{z1} = \frac{\omega_{z1}}{2\pi} = 5.68KHZ$$

f_{z1} 是电容自身的 ESR 形成的零点的频率。

又输出 LC 等效电感为

$$E_L = E_{Leq} \text{-----(1)}$$

$$\frac{1}{2} L I_L^2 = \frac{1}{2} L_{eq} I_O^2 \text{-----(2)}$$

$$I_O \times T = I_L \times (1-D)T \text{-----(3)}$$

$$L_{eq} = \frac{L}{(1-D)^2}$$

利用平均能量等效，可得书中所说的结果

$$\omega_{z2} = \frac{(1-D)^2 * R}{D * L_S} = 303K, f_{z2} = \frac{\omega_{z2}}{2\pi} = 48KHZ$$

f_{z2} 是右半平面零点的频率，此频率随负载 R，电感 L_S 和占空比 D 而变化，在此设计中频率是 48k，高压时频率更高，AC/DC 反激的带宽通常只有几 k，远小于此频率的 1/4，不会对控制带宽设计产生影响。

$$\omega_0 = \frac{1-D}{\sqrt{L_S C}} = 4920; f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 783HZ$$

Q 值的确定，在开关电源里面要经过试验来确定。由于次级绕组的损耗，漏感的损耗，电容 ESR 的损耗及整流管内阻的损耗等，一般 AC/DC 电源，Q 值相当低，在此电源中约 0.15，由于 $Q = 0.15 \ll 0.5$ ，LC 振荡转变为两个双极点：

$$\omega_{p1} = Q * \omega_0 = 0.15 * 4920 = 738; f_{01} = \frac{\omega_{p1}}{2\pi} = 117HZ$$

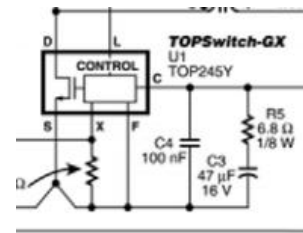
$$\omega_{p2} = \frac{\omega_0}{Q} = 4920/0.15 = 32800; f_{02} = \frac{\omega_{p2}}{2\pi} = 5.22\text{KHZ}$$

把各个值带入到上面公式得到

$$K_{Lc}(s) = \frac{(1 + \frac{s}{35700})(1 - \frac{s}{30300})}{(1 + \frac{s}{738})(1 + \frac{s}{32800})}$$

(3) 计算 $K_{Mod}(s)$

PWM增益	DC _{reg}	$I_c = 4 \text{ mA}; T_j = 25^\circ\text{C}$	-28	-23	-18	%/mA	
PWM增益温度漂移		见注释 A		-0.01		%/mA/°C	
外部偏置电流	I_b	见图 7	TOP242-245	1.2	2.0	3.0	mA
			TOP246-249	1.6	2.6	4.0	
			TOP250	1.7	2.7	4.2	
占空比为0%时的控制引脚电流	$I_{C(OFF)}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	TOP242-245	6.0	7.0	mA	
			TOP246-249	6.6	8.0		
			TOP250	7.3	8.5		
动态阻抗	Z_c	$I_c = 4 \text{ mA}; T_j = 25^\circ\text{C}$ 见图 51	10	15	22	Ω	
动态阻抗温漂				0.18		%/°C	
控制引脚内部滤波器极点				7		kHz	

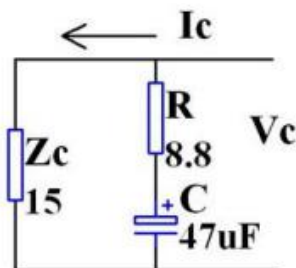


K_{Mod} 是 PWM 部分的传递函数，Topswitch 是个高度集成的功率芯片，除了传统的 PWM 比较器外，芯片还外接启动用的电容和电阻，其必然对环路有影响，另外内部集成了一个 7K 的极点。 K_{Mod} ，即 Topswitch 部分的传递函数为：

$$K_{Mod} = \frac{\hat{a}}{\hat{I}_c} = DC_{reg} * \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{(1 + \frac{s}{\omega_p})(1 + \frac{s}{\omega_{Topswitch}})}$$

其中， DC_{reg} 是 PWM 部分的直流增益，由上图查出典型值是 -23%/mA，即 -230/A， $\omega_{Topswitch}$ 是 7K。

下面来确定 ω_z 和 ω_p 。C 为外接启动电容，在原理图上是 C3，R 为外接电阻 R5 和电容 C3 内阻(2 Ω) 之和， Z_c 为 C 脚动态内阻，是从 C 脚看到 IC 内部的小信号等效阻抗，也就是 C 脚输入电压变化量除以输入电流变化量得到的电阻，它会影响到零极点，由上图查出为 15 欧姆。C4 做抗干扰用，由于值很小，在几 kHz 的有效带宽内不足以对环路造成影响。上图可等效为：



该部分传递函数即为 C 脚总阻抗：

$$\frac{U_c}{I_c} = \frac{(R + \frac{1}{sC}) * Z_c}{R + \frac{1}{sC} + Z_c} = \frac{Z_c(1 + RCs)}{1 + (Z_c + R)Cs}$$

得，

$$\omega_z = \frac{1}{RC} = 2417, f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = 382\text{Hz}$$

$$\omega_p = \frac{1}{(Z_c + R)C} = 894; f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} = 142\text{Hz}$$

带入到 K_{Mod} 公式中得到：

$$K_{Mod} = 230 * \frac{1 + \frac{s}{2417}}{\left(1 + \frac{s}{894}\right) \left(1 + \frac{s}{43960}\right)}$$

(4) 计算 $K_{Fb}(s)$

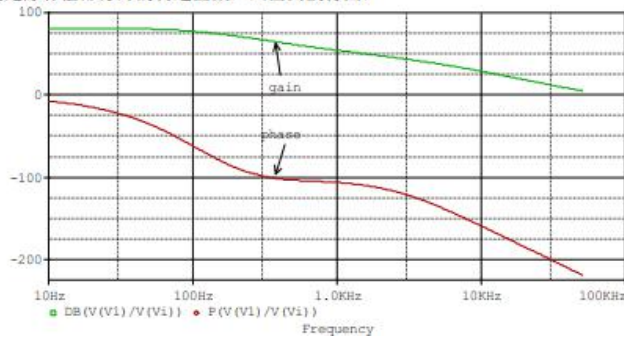
在此设计中，由于上分压电阻直接接到 431 基准端，所以 $K_{fb}=1$ 。

(5) 计算除补偿部分外的小信号传递函数 $K1$

$$K1 = K_{Mod}K_{Pwr}K_{LC}K_{Fb}$$

$$= 230 * \frac{1 + \frac{s}{2417}}{\left(1 + \frac{s}{894}\right) \left(1 + \frac{s}{43960}\right)} * 50 * \frac{\left(1 + \frac{s}{35700}\right) \left(1 - \frac{s}{30300}\right)}{\left(1 + \frac{s}{738}\right) \left(1 + \frac{s}{32800}\right)} = 11500 * \frac{\left(1 + \frac{s}{35700}\right) \left(1 - \frac{s}{30300}\right)}{\left(1 + \frac{s}{738}\right) \left(1 + \frac{s}{32800}\right)} * \frac{1 + \frac{s}{2417}}{\left(1 + \frac{s}{894}\right) \left(1 + \frac{s}{43960}\right)}$$

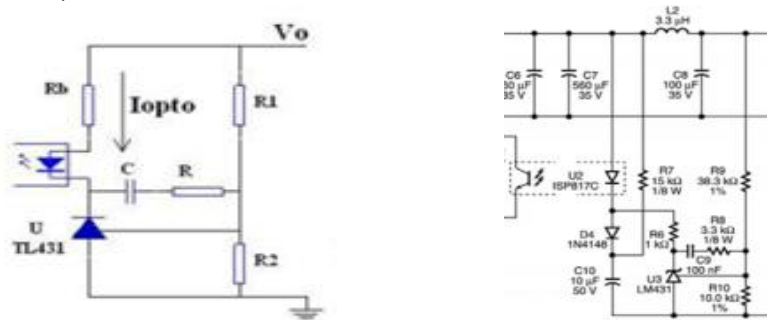
这是除补偿部分外的传递函数，画出其波特图：



(6) 计算补偿部分小信号传递函数 K_{ea}

如果要设计补偿部分，可以先确定目标带宽，然后再设计补偿部分，使在目标带宽时的相位裕量大于 45° ，在用 Topswitch 设计的反激电源中，目标带宽除受到一般反激电源的几个限制外（带宽要小于开关频率的 $1/2$ （香农采样定理决定了不可能大于 $1/2 F_s$ ）；右半平面零点的 $1/4$ （RHZ 随输入电压,负载,电感量大小而变化,几乎无法补偿,我们只有把带宽设计的远离它,一般取其 $1/4-1/5$ ）；运放增益限制(补偿放大器的带宽不是无穷大,当把环路带宽设的很高时会受到补偿放大器无法提供增益的限制,及电容零点受温度影响等)；输出电容类型的选择等），还受到内部 $7KHz$ 极点的限制，一般不能太高，约 $1-2KHz$ ，对一般应用来说，已足够了。本文是对一个实际电源的分析，所以略过这一步，如果需要了解这个过程，可以从结果反推出来运放的补偿部分。

由于 TL431 用输出供电，由上面 TL431 用输出供电时的零，极点特性分析可知，其传递函数为(右图举例)：



$$K_{Ea} = CTR * \frac{I_{OPTO}}{V_o} = CTR * \frac{1 + \frac{(R+R1)CS}{R1R_bCS}}{R1R_bCS} = CTR * \frac{1 + \frac{(R_8+R_9)Cs}{R_6R_9Cs}}{R_6R_9Cs}, \text{ 则}$$

$$K_{Ea} = 0.8 \cdot \frac{1 + (38300 + 3300) \cdot 0.1 \cdot 10^{-6} s}{1000 \cdot 38300 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6} s} = 0.8 \cdot \frac{1 + 0.00416s}{3.83s} = 0.8 \cdot \frac{1 + \frac{s}{240}}{\frac{s}{0.261}}$$

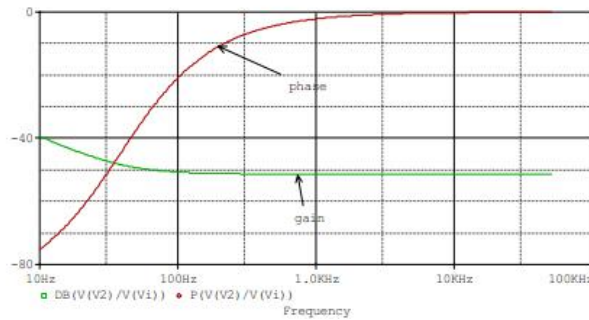
函数有一个在原点的极点，还有一个零点：

$$\omega_z = \frac{1}{(R_8 + R_9) C} = 240, f_z = \frac{\omega_z}{2\pi} = 38\text{Hz}$$

R6，R9 大小决定了增益，由于 R9 由零点的位置而决定，所以整个增益的大小由调整 R6 来确定。CTR 为光耦 PC817C 的实测电流传输比。

补偿部分只有一个极点和零点，它们和 Topswitch 里面的 7kHz 极点共同组成了一个 π 型补偿网络。7kHz 极点用来抵消输出滤波电容零点，衰减噪音和开关纹波的干扰。

补偿部分的波特图如下：



(7) 总开关响应

整个环路的开环增益为 K1 和 KEa 的乘积，在波特图上是两部分的增益和相位的代数和。

$$K = K_1 K_{Ea}$$

$$= 28750 \cdot \frac{(1 + \frac{s}{35700})(1 - \frac{s}{30300})}{(1 + \frac{s}{738})(1 + \frac{s}{32800})} \cdot \frac{1 + \frac{s}{2417}}{(1 + \frac{s}{894})(1 + \frac{s}{43960})} \cdot \frac{1 + \frac{s}{240}}{\frac{s}{0.261}}$$

整个环路的开环波特图：

