

PR6251 设计指导书

西安展芯微电子科技有限公司

摘要：

本文阐述了一个基于原边控制开关的充电器/适配器设计。包括芯片的特征和详细的工作原理，以及设计技巧。

特征：

- 恒压 (CV) 和恒流 (CC) 精度高达 $\pm 5\%$
- 原边控制模式，省略TL431和光耦
- 工作于断续模式 (DCM)
- 极低待机损耗 (<100mW)
- 低启动电流 (<20uA)
- 低静态工作电流 (<600uA)
- PWM+PFM工作模式
- 内置可调式线损补偿电路
- 内置前沿消隐电路 (LEB)
- 内置初级电感补偿
- 内置高低压OCP补偿
- 内置700V 13003最大输出功率6W

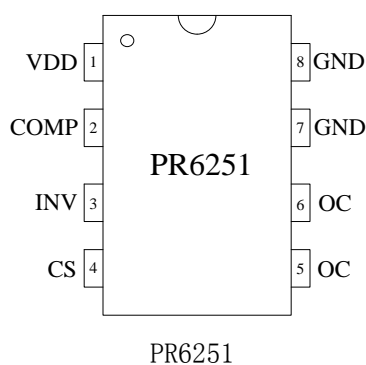
高效节能：

满足能源之星 EPS 2.0 版 V 级能耗标准

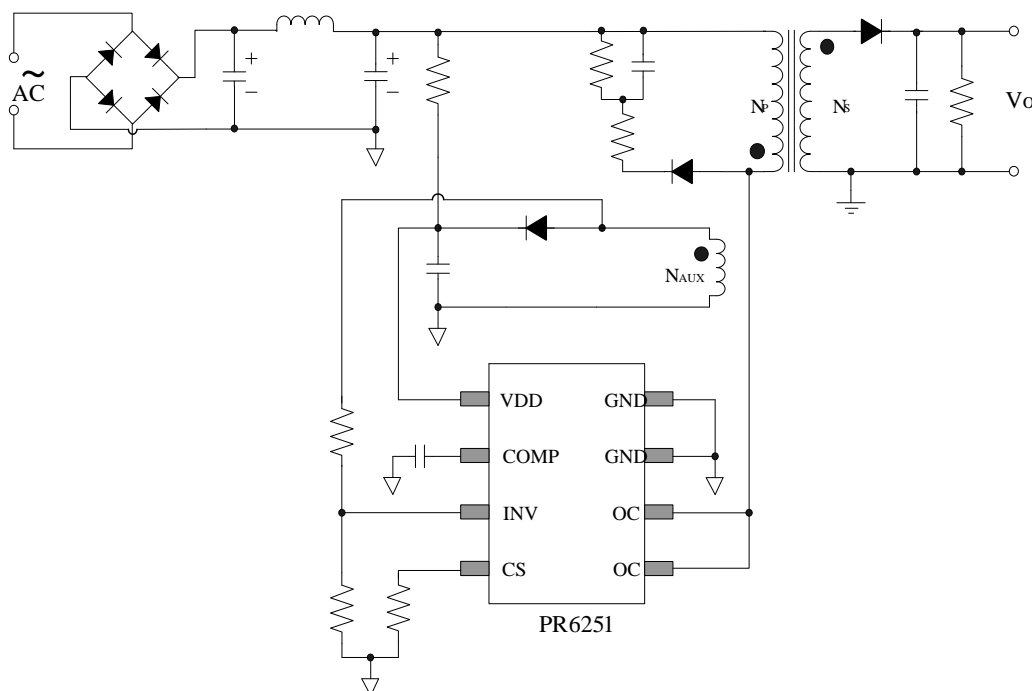
应用：

手机、无绳电话、PDA、数码相机等电池充电器
小功率适配器
PC, TV 等辅助电源
LED 照明

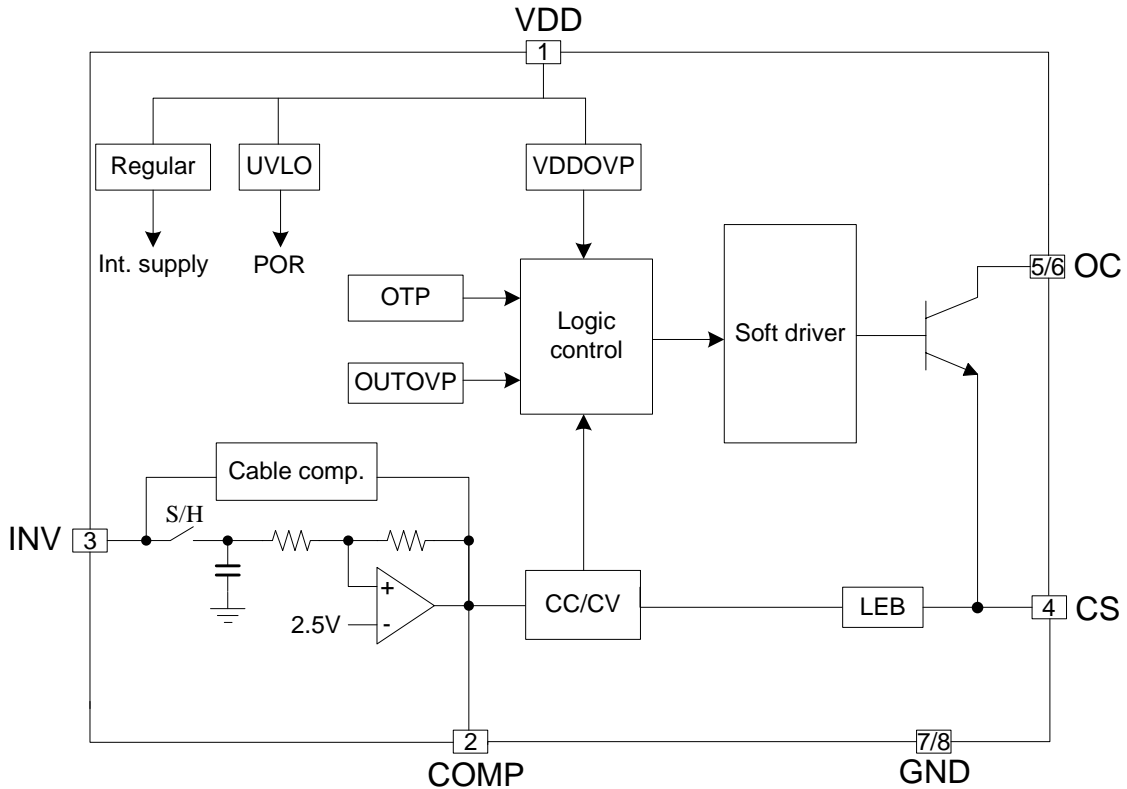
管脚信息：



典型应用：



PR6251 内部框图：



应用指导：

PR6251 采用反激式拓扑结构, 输出与输入使用变压器隔离。在这种拓扑中, 开关管导通时, 变压器储存能量, 负载电流由输出电容提供; 开关管关断时, 变压器将储存的能量传递到负载和输出滤波电容, 以补偿电容单独提供负载电流所消耗的能量。

一、启动电路

1. 传统启动

电源上电开机时, 通过启动电阻 R_{IN} 为 V_{DD} 端的电容 $C1$ 充电, 直到 V_{DD} 端电压达到芯片的启动电压 V_{DD_ON} 时芯片启动并且驱动整个电源系统工作。

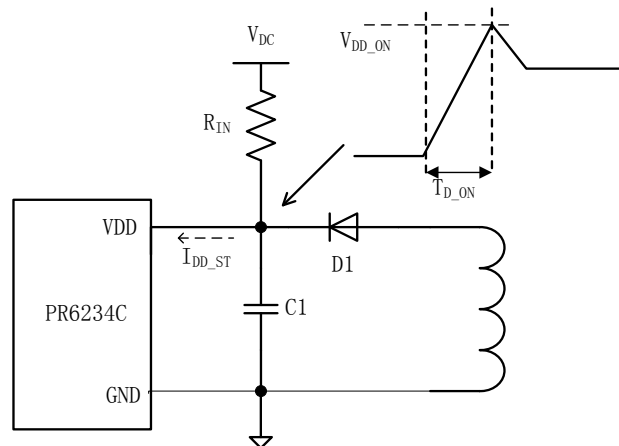


图 1 典型启动电路

在这个过程中，最大启动延迟时间可用下式计算：

$$T_{D_ON} = -R_{IN} \times C_1 \times \ln \left(1 - \frac{V_{DD_ON}}{V_{DC} - I_{DD_ST} \times R_{IN}} \right) \dots\dots\dots (1)$$

由于芯片具有低启动电流的特性且考虑到空载的系统损耗， R_{IN} 可取较大值，具体值可在 $1.5\Omega \sim 3\Omega$ 范围内选取， C_1 推荐为 $10\mu F/50V$ 。

另外，还有一种整流前启动方式，启动电阻 R_{IN} 接在整流前，这种方式可降低待机功耗，提高效率，但启动延迟时间变长。这里不做说明，请参阅相关资料。

2.快速启动

如果需要系统具有更快的启动时间且在系统成本允许的情况下，可采用如下电路：

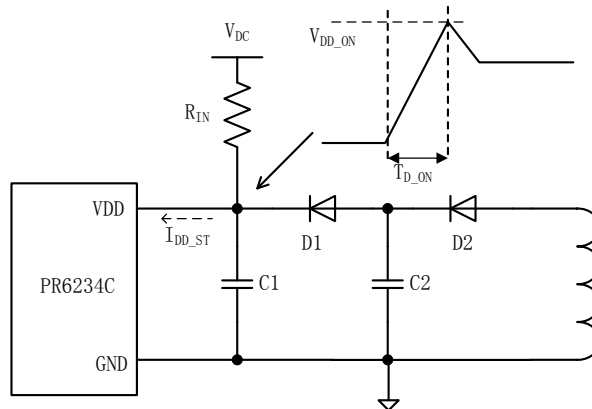


图2 快速启动电路

在这个电路中 C_1 的值可以取得较小(但需要考虑系统的稳定性)， R_{IN} 的值可以取得较大。这样既可缩短系统的启动时间同时也可降低系统空载时的损耗。

启动电阻 R_{IN} 上最大损耗：

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{(V_{DC,MAX} - V_{DD})^2}{R_{IN}} \cong \frac{V_{DC,MAX}^2}{R_{IN}} \dots\dots\dots (2)$$

其中， $V_{DC,MAX}$ 是最大输入整流后电压

对于一个通用输入（90Vac~264Vac）， $V_{DC,MAX}=374V$

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{374^2}{1.5 \times 10^6} \cong 93mW \dots\dots\dots (3)$$

二.变压器设计

由于 PR6251 采用原边反馈，在正常情况下，必须保证变压器电感电流工作在 DCM 模式。下列为宽电压输入，电感电流工作在 DCM 模式的设计。

1.输入存储电容

对于宽电压范围输入，输入存储电容 C_{IN} 按 $2\sim 3\mu F/Watt$ 输出功率选取；

230V 或 115V 倍压整流输入， C_{IN} 按 $1\mu F/Watt$ 输出功率选取。

2.最小和最大直流输入电压

$$V_{MIN} = \sqrt{2 \times V_{ACMIN}^2 - \frac{2 \times P_o \times \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c \right)}{\eta \times C_{IN}}} \dots\dots\dots (4)$$

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX} \dots\dots\dots (5)$$

其中, f_L 为输入交流电压频率;
 t_c 为桥式整流大额定导通时间, 可取 3ms
 所有单位分别为伏特、瓦特、赫兹、秒、法拉第。

3. V_{OR} 和 D_{MAX}

PR6251 反射电压 V_{OR} 设计在 65V~75V。建议 D_{MAX} 取 0.45 以下。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{K_P \times (V_{MIN} - V_{DS}) + V_{OR}} \dots\dots\dots (6)$$

其中, K_P 表示非连续导通模式, 并且是初级MOSFET关断时间与次级二极管导通时间的比例。 V_{DS} 取10V。
 K_P 取值建议大于1.3。

4. 初级峰值电流和有效值

初级平均电流:

$$I_{AVG} = \frac{P_o}{\eta \times V_{MIN}} \dots\dots\dots (7)$$

初级峰值电流:

$$I_P = \frac{2 \times I_{AVG}}{D_{MAX}} \dots\dots\dots (8)$$

初级有效值电流:

$$I_{RMS} = \sqrt{D_{MAX} \times \frac{I_P^2}{3}} \dots\dots\dots (9)$$

5. 初级电感量

$$L_P = \frac{10^6 \times P_o}{I_P^2 \times \frac{1}{2} \times f_s \times \eta} \dots\dots\dots (10)$$

满载时, 通常建议开关频率 f_s 设置在50KHz左右。
 其中, 式中的单位分别为微亨、瓦特、安培、赫兹

6. 选择磁芯确定初级匝数

实际上, 磁芯的初始选择肯定是很粗略的, 因为变量太多了。选择合适磁芯的方法之一是查阅制造商提供的磁芯选择指南。

磁芯尺寸	输出功率
EE13	3W
EE16	6W

确定了磁芯之后, 即可由下式得出变压器初级侧为避免发生磁芯饱和而应具有的最少匝数:

$$N_{P,MIN} = \frac{I_P \times L_P}{B_{sat} \times A_e} \times 10^2 \dots\dots\dots (11)$$

其中单位分别为高斯、安培、微亨、平方厘米， B_{sat} 为饱和磁通量密度，如无参考数据，则使用 $B_{sat}=3500\sim 4000$ ，以高斯为单位；或者 $B_{sat}=0.35\sim 0.4$ ，以特拉斯为单位。

最大工作磁芯磁通密度， $B_M=2000\sim 3000$ ，以高斯为单位；或者 $B_{sat}=0.2\sim 0.3$ ，以特拉斯为单位。选用2500高斯（0.25特拉斯）可以降低音频噪声的产生。

则初级绕组匝数：

$$N_P = \frac{I_P \times L_P}{2500 \times A_e} \times 10^2 \dots\dots\dots (12)$$

磁芯气隙长度：

$$L_g = 40 \times \pi \times A_e \times \left(\frac{N_P^2}{1000 \times L_P} - \frac{1}{A_L} \right) \dots\dots\dots (13)$$

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。

通常不推荐对中心柱气隙磁芯使用小于0.1 mm的值，因为这样会导致初级电感量容差增大。如果您需要使用小于0.1 mm的 L_g 值，请咨询变压器供应商以获得指导。

7. 变压器绕组匝数比

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{OR}}{V_O + V_D + \Delta V} \dots\dots\dots (14)$$

$$\Delta V = I_O \times R_C \dots\dots\dots (15)$$

其中， V_D 为二极管正向电压：对超快速PN结二极管选取0.7 V，肖特基二极管选取0.5 V。

ΔV 为最大负载输出线压降： I_O 为最大负载电流， R_C 为输出线等效电阻。

$$\frac{N_S}{N_{AVX}} = \frac{V_O + V_D + \Delta V}{V_{AVX} + V_{DB}} \dots\dots\dots (16)$$

其中， V_{AVX} 为辅助绕组整流后的电压， V_{DB} 为偏置绕组整流管正向电压；

8. 次级峰值电流和次级有效值电流

次级峰值电流：
$$I_{SP} = I_P \times \frac{N_P}{N_S} \dots\dots\dots (17)$$

次级峰值电流：
$$I_{SRMS} = I_{SP} \times \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{3 \times K_P}} \dots\dots\dots (18)$$

9. 次级绕组匝数

$$N_S = N_P \times \frac{V_O + V_D + \Delta V}{V_{OR}} \dots\dots\dots (19)$$

10. 辅助绕组

由于 PR6251 通过采样辅助绕组的电压来完成恒压恒流控制（请参考规格书）。所以辅助绕组的设计是比较重要的。

下图为典型的V-I曲线：

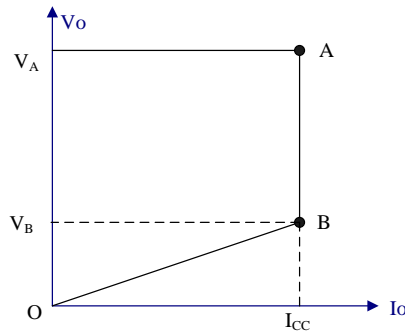


图3 充电器V-I曲线

在一个充电器应用中，电池电压低于B点电压 V_B 时，充电器通过不断重启来完成对过放电电池小电流补充充电；当电池电压达到B点电压 V_B 时，芯片正常工作，充电器对电池恒流充电；随着电池电压的升高，到达A点电压 V_A 时，输出功率最大，此时进入恒压充电模式，充电电流逐渐减小。

$V_0=V_B$ 时，辅助绕组整流后的电压达到芯片的最低工作电压 V_{DD_OFF} 。

$$N_{AVX} = N_S \times \frac{V_{DD_OFF} + V_{DB}}{V_B + V_D + \Delta V} \dots\dots\dots (20)$$

$V_0=V_A$ 时，辅助绕组的反激电压

$$V_{AVX,OR} = \frac{N_{AVX}}{N_S} \times (V_A + V_D + \Delta V) \dots\dots\dots (21)$$

注意：此时辅助绕组整流后的电压不得引起OVP。否则，重新设计。

对于LED驱动应用设计同充电器应用。

对于一个适配器应用来说， $V_{AVX, OR}$ 设计在14V左右即可。

11. 确定绕组的导线直径

对于绕组的导线的选择，需要考虑导线的电流密度，骨架宽度，绕线层数。辅助绕组和次级绕组必须密绕且绕满绕平，达到良好的耦合（参见变压器结构设计）。

当导线很长时（超过1m），电流密度通常为 $5A/mm^2$ 。当导线较短且匝数较少时， $6\sim 10A/mm^2$ 的电流密度也可以接受。应避免使用直径大约0.5mm的导线，以防严重的涡电流损耗并使卷绕更加容易。对于大电流输出，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。

12. 恒流电流 I_{CC} 设定

恒流电流 I_{CC} 通过调节Rsense电阻设定，Rsense电阻值为：

$$R_{SENSE} = \frac{V_{CS}}{I_P} \dots\dots\dots (22)$$

其中， V_{CS} 为SENSE关断电压，典型值为0.5V。

对于适配器来说， I_{CC} 为OCP过流点。

三、INV分压电阻选取与输出线压降补偿

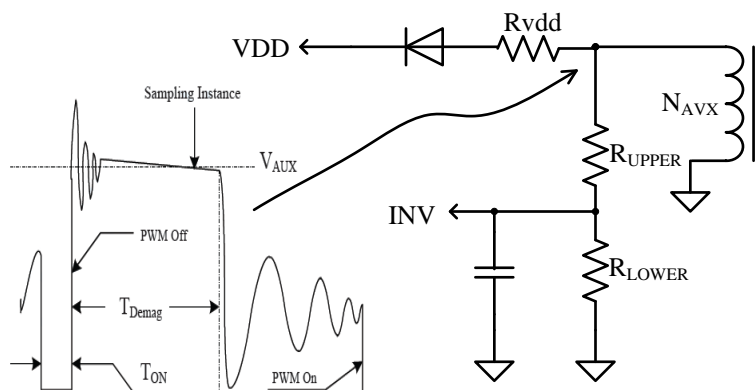


图 4 INV 采样电路

如图 4，PR6251 通过电阻 R_{UPPER} 和 R_{LOWER} 分压器在每个开关周期采样辅助绕组去磁结束时的电压。采样电压被送到 INV 脚与基准电压 2.5V 比较，误差被放大，误差放大器的输出电压反映了负载情况，通过控制开关频率来调节输出电压，达到恒压目的。

当采样电压低于 2.5V 时，开关频率被采样电压控制，通过输出电压去控制输出电流，达到恒流目的。

输出线压补偿可获得良好的负载调节，PR6251 内部补偿电流 I_C 流向电阻分压器导致 INV 脚上的电压失调，补偿电流与负载电流成反比，即空载时补偿电流最大，空载电压被压低。因此，输出线损失的电压可以得到补偿。当负载从满载减小到空载，INV 脚的失调电压增加，所以通过调整 R_{UPPER} 和 R_{LOWER} 阻值，可实现各种输出线压降补偿。

确定分压阻值：

$$\frac{N_S}{N_{AVX}} = \frac{\Delta V}{R_{UPPER} \times I_C} \dots\dots\dots (23)$$

其中： I_C 典型值为 42uA

$$\frac{2 \times N_S}{N_{AVX} \times (V_o + \Delta V)} = \frac{R_{LOWER}}{R_{UPPER} + R_{LOWER}} \dots\dots\dots (24)$$

故核算线补偿率为：

$$\frac{\Delta V}{V_o} = \frac{I_C \times (R_{UPPER} // R_{LOWER})}{2} \times 100\% \dots\dots\dots (25)$$

注意： R_{UPPER} 和 R_{LOWER} 采用精度为 1% 的标准电阻。

说明：1、INV 脚需要对地连接旁路电容，以吸收采样波形上的高频杂讯。该电容值推荐范围为 33pF~100pF。

2、空载时较小的导通时间易影响系统空载输出电压的准确性，因此在辅助绕组与 VDD 之间串一电阻 R_{vdd} （图 4）是必要的。

四、假负载

在空载或者很轻载时，很低的开关频率将导致反馈信号的失真和输出电压的上升，应选择恰当的假负载

电阻值，以将输出电压控制在最大输出电压规格范围内。由于假负载电阻同时也会增大空载功耗，在允许的情况下，选取其电阻值时要综合考虑空载输入功率及空载输出电压是否满足要求。

对于充电器应用，为满足电池自放电要求，用一个串联电阻和稳压电路替代假负载电阻。不过，在没有此要求的设计中，可以使用一个标准电阻。

五、初级箝位元件的选择

对于RCD型钳位电路图5，降低 C_{C1} 的值并增大 R_{C2} 的值，同时应将峰值漏极电压保持在 $<580\text{ V}$ 。如果 C_{C1} 的值较大，则箝位电压（影响反馈绕组采样电压）的稳定时间会更长，从而可能导致更高的输出纹波电压。推荐 C_{C1} 使用MYLA 电容，容值不得超过 1.0 nF 左右。PR6251通过INV脚采样辅助绕组信息，达到间接采样输出电压与电流信息，进而稳定输出电压与电流。由于PR6251采样辅助绕组信息的点随输出负载的大小而改变，即在空载和极轻负载时在去磁时间的 $\frac{1}{3}$ 处采样（如表1的4张图所示），之后在去磁时间的 $\frac{2}{3}$ 处采样。因此当系统工作于空载和极轻负载时，图5所示的RCD钳位电路对系统的采样波形影响甚大，亦即RCD钳位电路影响系统的采样点。如表1中的4张图所示，对于IC来说在空载和极轻负载时会保证在每个去磁时间的 $\frac{1}{3}$ 处采样，但由于系统寄生参数的不同导致在功率开关管关断时，采样波形和谐振时间不尽相同（如表1中的图1、图2、图3、图4所示）。表1中的图1是我们所需要的正常的采样波形，其余图2-4都会因为采样错误而导致错误的输出电压。因此在系统设计时，请尽量降低变压器的漏感，辅助绕组的绕线均匀平整，对于图5的RCD钳位电路增加 R_{C1} 可很好地改善系统的采样。

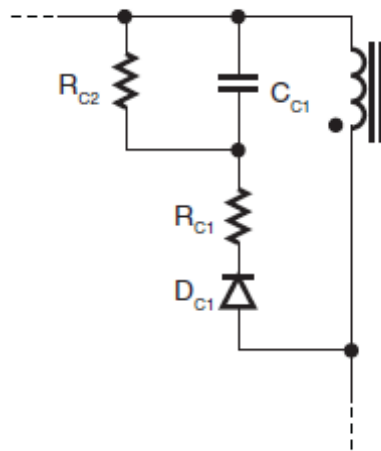


图5 RCD 型箝位电路

表1

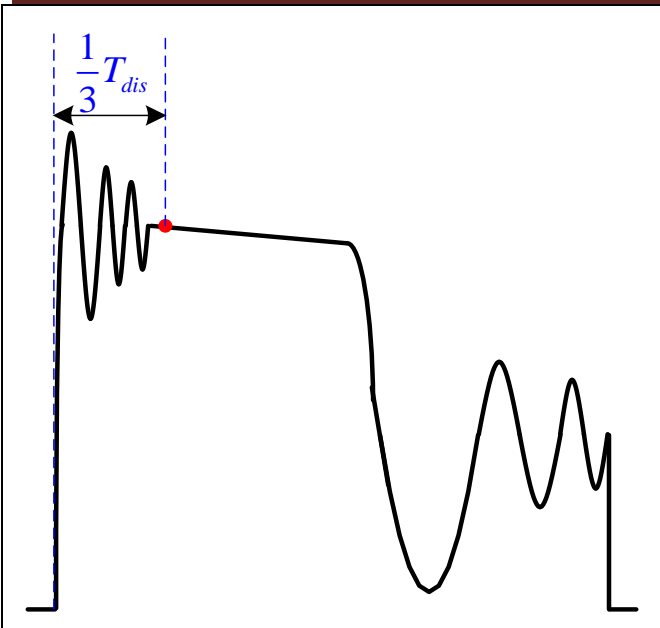


表-图 1

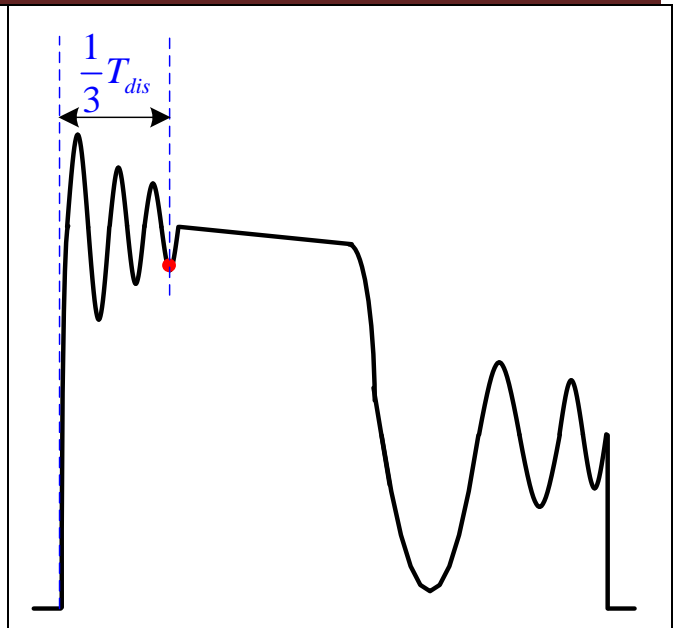


表-图 2

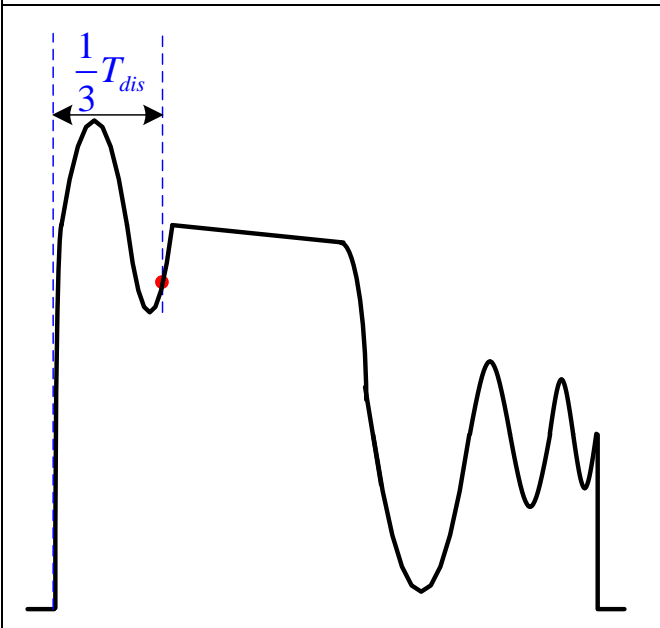


表-图 3

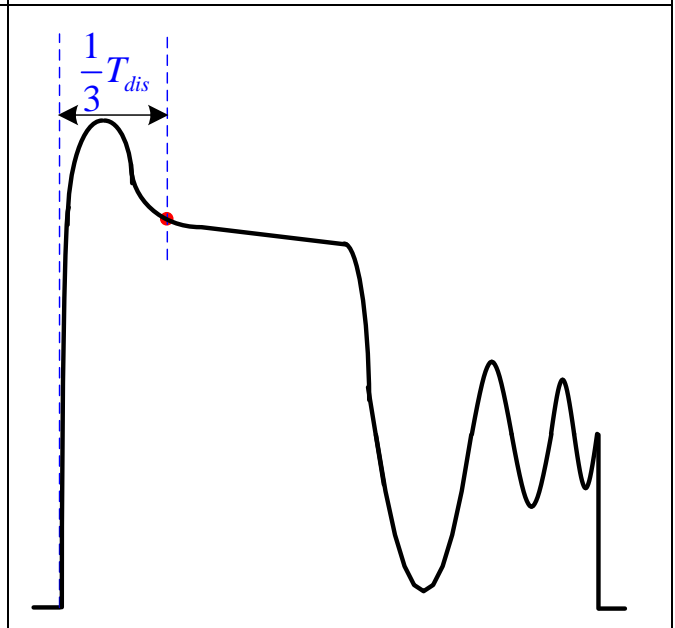


表-图 4

六、变压器结构设计

由于采用原边反馈，所以辅助绕组和次级绕组耦合必须良好。建议的变压器结构如下所示：

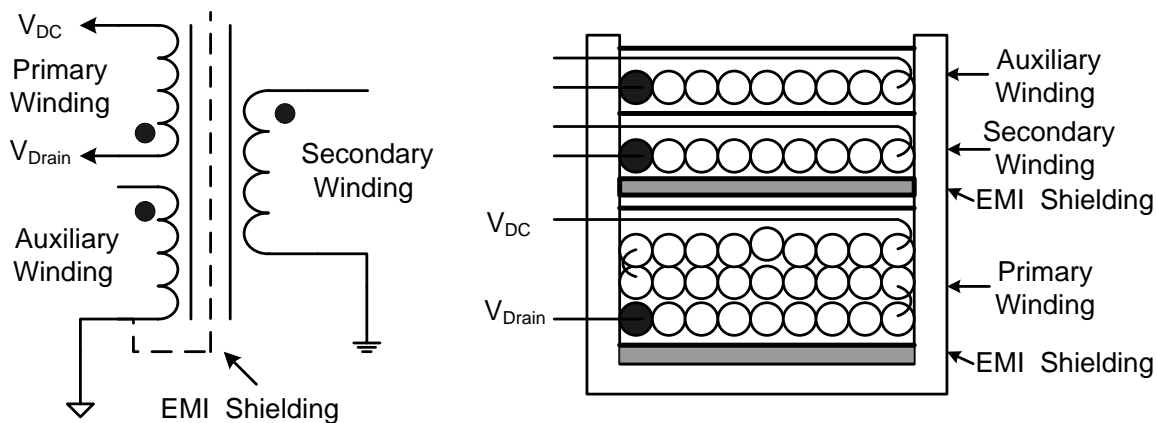


图 6 变压器构造

1. 辅助绕组和次级绕组如图 6 示，必须密绕且绕满绕平，以获得良好的耦合；
2. 初级电感量容差控制在 $\pm 5\%$ ，漏感控制在初级感量的 3%；
3. 变压器需要真空含浸，磁芯中柱点胶。

七、关于系统工作频率

为达到系统工作与最佳工作状态，建议满载时系统的最高工作频率不要高于 50KHz。

参考电路

1. PR6251 5V/1000mA

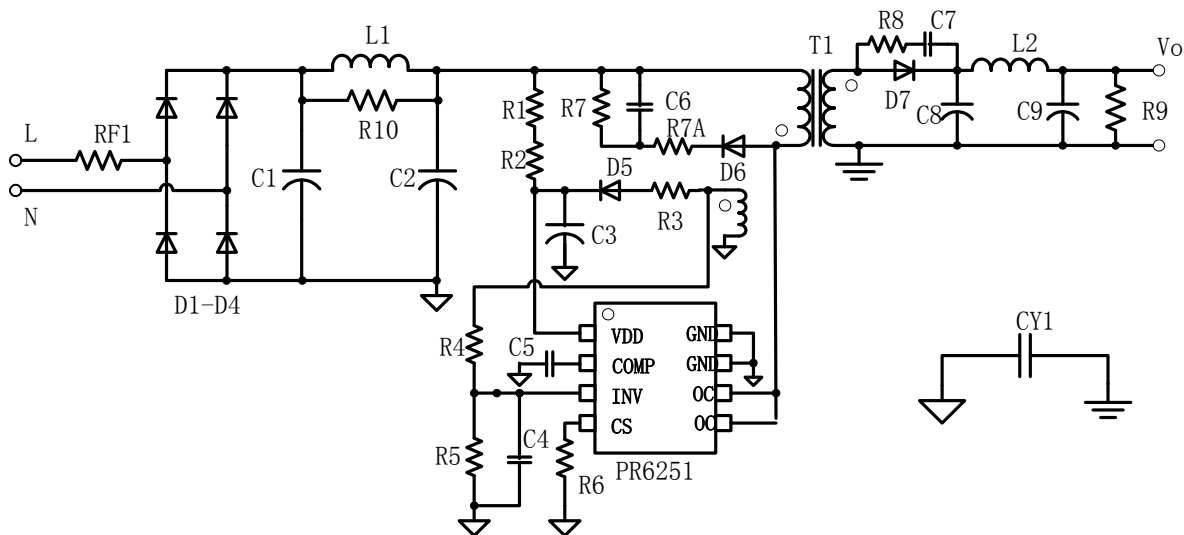


图 7 PR6251 宽电压输入 5W 原理图

元器件清单

元件	规格	元件	规格
RF1	Fuse,10R,1/2W	C4	Capacitor, ceramic,100pF/25V
D1-D4	Diode, General,1N4007	C5	Capacitor, ceramic,104/25V
D5	Diode, Fast, FR104,1A/400V	C1、C2	EC,4.7uF/400V
D6	Diode, Fast,FR107	C3	EC,6.8uF/50V
D7	Diode, Schottky ,SR340	C6	Capacitor, metal poly,680pF/630V
R1、R2	Resistor,1.5M,1/4W,±5%	C7	Capacitor, ceramic,1nF/50V
R3	Resistor,10R,1/4W,±5%	C8	EC,680uF/10V,LOW ESR
R4	Resistor,22K,1/4W,±1%	C9	EC,220uF/10V,LOW ESR
R5	Resistor,5.1K,1/4W,±1%	CY1	Capacitor,Y2,2.2nF/250VAC or Open
R6	Resistor,3.0R*2,1/4W,±1%	L1	Inductor, choke,1.0mH min
R7	Resistor,200K,1/2W,±5%	L2	Inductor,power choke,4.7uH
R8	Resistor,47R, 1/4W,±5%	U1	PR6251
R9	Resistor,1.2K,1/4W,±5%	T1	Transformer ,EE16, Lp=2mH NP:NS:NB=130T:9T:24T
R10	Resistor,4.7K,1/4W,±5%		
R7A	Resistor,330R,1/4W,±5%		

说明：熔断元件F1可以是保险丝，也可以是可熔电阻。如果选择使用可熔电阻，则电阻要选择阻燃类型的，并根据输入差模雷击测试要求选取绕线类型的电阻。避免使用金属膜或碳膜电阻，因为 V_{ACMAX} 反复施加至电源时，浪涌电流很容易造成这类电阻损坏。

版本记录

版本	说明	日期
V1.0	新建	2014-04-22

联系我们

西安公司

地 址：西安市科技二路 77 号西安光电园 A305 & A308 室
电 话：+86-29-88453176 88451562 88451135 (市场部)
传 真：+86-29-88451553 88450476 (市场部)
E-mail : sales@power-rail.com

深圳办事处

地 址：深圳市南山区高新区科技中二路深圳软件园一期 3 号楼 202
电 话：+86-755-86366535 86366536
传 真：+86-755-86110083

香港办事处

地 址：香港新世界荃湾德士古道 62-70 号实业大厦 A 座 12 楼 4 号室
电 话：+852-27968183
传 真：+852-24212307