

PR6863E 设计指导书

西安展芯微电子技术股份有限公司

摘要：

本文主要介绍了 PR6863E 的特征和详细的工作原理，描述了一种采用 PR6863E 的反激式隔离 AC-DC 开关电源的简单而高效的设计方法。

芯片特征：

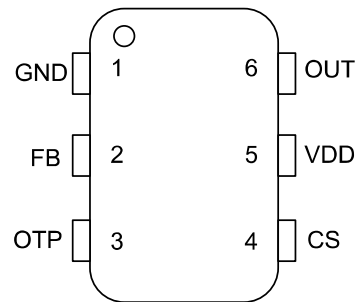
- 空载功耗小于75mW
- 极低的启动电流(<3uA)
- 极低的打嗝模式工作电流(<600uA)
- 65KHz的固定开关频率
- 多种工作模式(PWM, PFM, Hiccup Mode)获得高效率 and 低待机
- 优化的频率负载曲线
- 内置线电压OCP补偿
- 内置前沿消隐和斜坡补偿电路
- 开机软启动降低MOS应力
- 频率抖动降低EMI
- 无音频噪声设计
- 基于自恢复的多种保护功能

VDD欠压锁定(UVLO)、VDD过压保护(OVP)、逐周期电流限制(OCP)、过载保护(OLP)、过温保护(OTP)、CS开路保护 等

应用领域：

- AC/DC适配器
- 机顶盒电源
- 电脑和电视机的辅助电源
- 开放式开关电源

管脚信息：

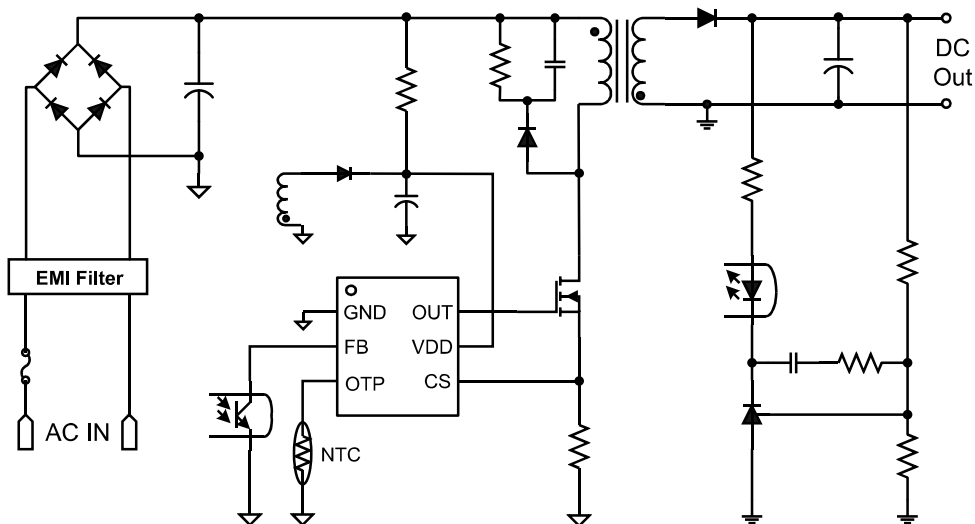


高效节能：

满足美国DOE_VI和欧盟CoC_V5能效标准

典型应用电路图：

手机 13418601901 QQ409545144



一、芯片工作原理

1、功能概述

PR6863E 是六级能效高性能电流模式 PWM 控制器,适用于离线式 AC-DC 反激拓扑的中小功率电源模块。在轻载和无负载情况下自动进入 Hiccup Mode,这样可以有效减小电源模块的待机功耗,达到绿色节能的目的。PR6863E 具有很低的启动电流,可以使待机功耗降至 75mW 以内。为了提高系统的稳定性,防止次谐波振荡,PR6863E 内置了同步斜坡补偿电路;内置 OCP 补偿电路减小了在宽电压输入(90V~264V)时 OCP 的变化;内置的前沿消隐电路可以屏蔽开关管每次开启产生的干扰。PR6863E 内置了多种保护功能:如 VDD 欠压锁定(UVLO)、VDD 过压保护(OVP)、逐周期电流限制(OCP)、过载保护(OLP)、过温保护(OTP)、CS 开路保护等。而驱动输出采用的图腾柱和软驱动更容易实现系统低损耗和良好的 EMI 特性设计。

由于 PR6863E 高度集成,使用外围元件较少。采用 PR6863E 可以简化反激式隔离 AC-DC 开关电源设计,从而使设计者轻松的获得可靠的系统。

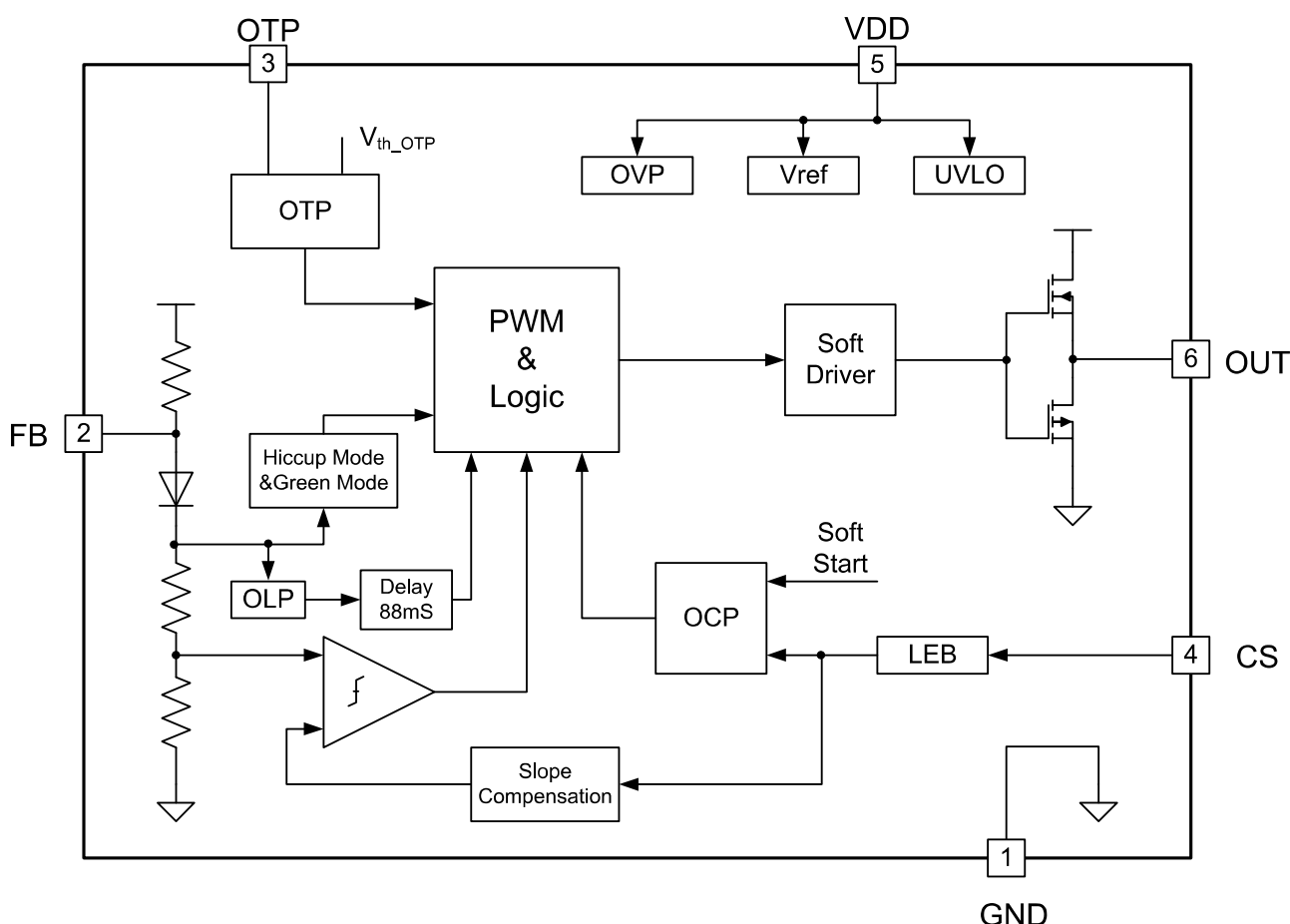


图 1.1 PR6863E 内部框图

2、启动电路

下图为 PR6863E 常见的两种启动电路,图 1.2 a)损耗较小,但是启动时间较长;图 1.2 b) 损耗较大,但是启动时间较短。

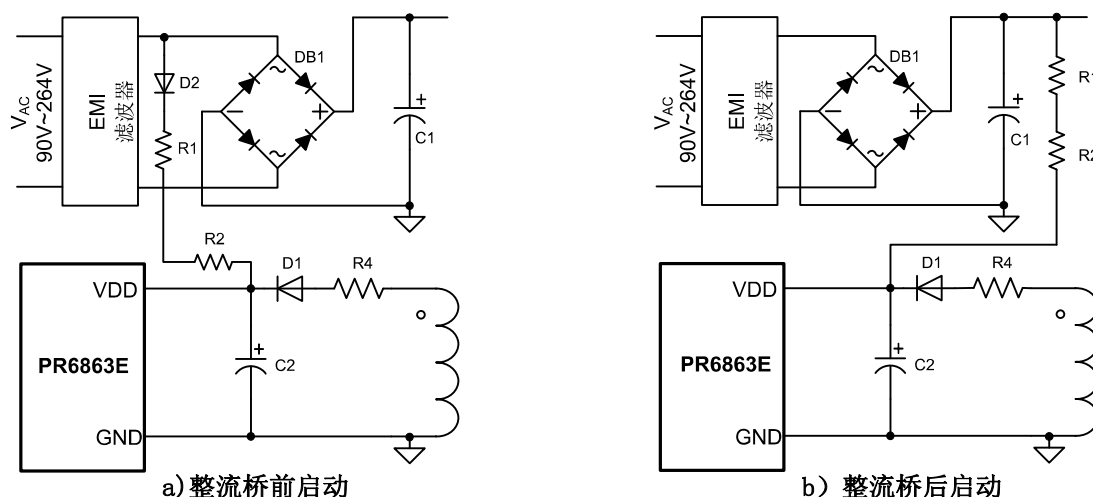


图 1.2 PR6863E 启动电路

以上两种启动电路，都是电源系统在上电开机时通过启动电阻 R_{IN} ($R1$ 、 $R2$ 串联) 为 V_{DD} 端的电容 $C2$ 充电，直到 V_{DD} 端电压达到芯片的启动电压 V_{DD_ON} (典型 21V)时，芯片启动并且驱动整个电源系统工作。

由于 PR6863E 的启动消耗电流 I_{DD_ST} 仅 1uA，且考虑到空载的系统损耗， R_{IN} 可取较大值。对于图 1.2 a) 启动方式 $R1$ 、 $R2$ 可取 560K Ω ~1.0M Ω ；对于图 1.2 b)启动方式 $R1$ 、 $R2$ 可取 750K Ω ~1.5M Ω 。对于两种启动方式 $C2$ 均推荐选用 3.3~10uF/50V。

图 1.2 a) 最大启动延迟时间、启动电阻 R_{IN} 上最大损耗可用以下两式计算：

$$T_{D_ON} = -R_{IN} \times C_2 \times \ln \left(1 - \frac{V_{DD_ON}}{\frac{\sqrt{2} \times V_{ACMIN}}{\pi} - I_{DD_ST} \times R_{IN}} \right) \dots\dots\dots(1.1)$$

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{\left(\frac{\sqrt{2}V_{ACMAX}}{2} - V_{DD} \right)^2}{R_{IN}} \dots\dots\dots(1.2)$$

其中， V_{ACMAX} 、 V_{ACMIN} 分别为最大、最小交流输入电压， $R_{IN}=R1+R2$

对于一个通用输入 (90Vac~264Vac) , $R1$ 、 $R2 = 560K$, $C2=4.7uF$, $V_{DD}=15V$ 。

$$T_{D_ON} = -1.12M \times 4.7uF \times \ln \left(1 - \frac{21V}{\frac{\sqrt{2} \times 90V}{3.14} - 1uA \times 1.12M} \right) \approx 4.0s$$

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{\left(\frac{\sqrt{2} \times 264V}{2} - 15V \right)^2}{1.12M} \approx 26mW$$

图 1.2 b)最大启动延迟时间、启动电阻 R_{IN} 上最大损耗可用以下两式计算：

$$T_{D_ON} = -R_{IN} \times C_2 \times \ln \left(1 - \frac{V_{DD_ON}}{\sqrt{2}V_{ACMIN} - I_{DD_ST} \times R_{IN}} \right) \dots\dots\dots(1.3)$$

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{(\sqrt{2}V_{ACMAX} - V_{DD})^2}{R_{IN}} \dots\dots\dots(1.4)$$

其中， V_{ACMAX} 、 V_{ACMIN} 分别为最大、最小交流输入电压， $R_{IN}=R1+R2$

对于一个通用输入（90Vac~264Vac）， $R1$ 、 $R2=1.5M$ ， $C2=4.7\mu F$ ， $V_{DD}=15V$ 。

$$T_{D_ON} = -3M\Omega \times 4.7\mu F \times \ln \left(1 - \frac{21V}{\sqrt{2} \times 90V - 1\mu A \times 3M\Omega} \right) \approx 2.6s$$

$$P_{R_{IN},MAX} = \frac{(\sqrt{2} \times 264V - 15V)^2}{3M\Omega} \approx 43mW$$

如果需要系统具有更快的启动时间且降低空载待机损耗，在系统成本允许的情况下，可采用如下电路：

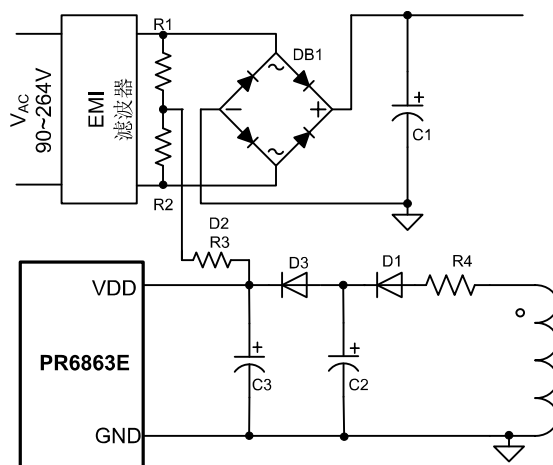


图 1.3 低损耗快速启动电路

在图 1.3 电路中, $C3$ 的值可以取得较小(但需要考虑系统的稳定性), $R1$ 、 $R2$ 的值可以取得较大(受限系统最大允许启动时间和 X 电容允许最大放电时间)。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。

3、正常工作频率和频率抖动

PR6863E 的典型工作频率为 65KHz，且在正常的工作频率上增加了 $\pm 4\%$ 的抖动，弱化在某个频率对外辐射的能量,使系统设计更容易成功。

4、FB 输入端

PR6863E FB 端口各电压阈值相对应的系统工作状态可通过下图表示。

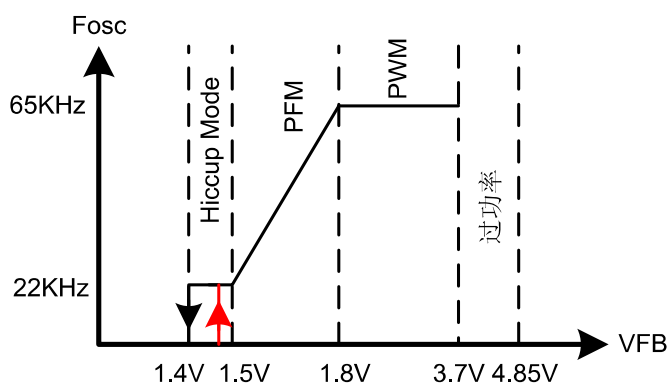


图 1.6.1 FB 端电压对应系统工作状态

1.4V~1.5V 为系统在空载或轻载时工作在 Hiccup Mode 模式下的 FB 端电压；1.5V~1.8V 为系统中轻载时工作在 PFM 模式下的 FB 端电压；1.8V~3.7V 为系统在常态工作模式下的 FB 端电压；3.7V~4.85V 为过功率保护或短路保护时 FB 端电压；4.85V 为系统开环状态时 FB 端电压，FB 端的短路电流典型值为 0.32mA。

PR6863E 采用电流模式结构设计，其关断时间根据峰值电流调整，通过与主开关管 MOSFET 源极相连接的电流反馈电阻 R_{CS} 转化成电压反馈到 PR6863E 的 CS 端来实现控制。在正常工作时，这个峰值电流与 FB 具有如下关系式：

$$I_{PK} = \frac{V_{FB} - 0.65}{2 \times R_{CS}} \dots\dots\dots (1.4.2)$$

V_{FB} : FB 端的电压。

R_{CS} : 与主开关管 MOSFET 源极相连接的电流反馈电阻阻值

当 $V_{FB} > 3.7V$ 持续 88ms 的时间，关闭开关管，状态被保持。此时芯片 V_{DD} 电压必须降低到 V_{DD_OFF} 后，再启动才能恢复正常。 $V_{FB} < 1.4V$ 时，PR6863E 的 OUT 端口立即停止输出，当 FB 上升到 1.5V 时恢复正常。

5、CS 输入端

PR6863E 采用电流模式 PWM 控制技术，初级峰值电流通过电流检测电阻 R_{CS} 转化为电压反馈到 CS 端。由于在开关管导通瞬间会有脉冲峰值电流，如果此时采样电流值，会导致错误的控制。内置的前沿消隐 (LEB) 电路，就是为了防止这种错误的控制。在开关管导通后，经过一段前沿消隐时间 (典型 230ns) 才去控制电流限制比较器，可以为系统节省一个外部的 RC 网络。

如果由于 CS 端的电流反馈信号前沿噪声干扰持续时间超过芯片内置的前沿消隐 (LEB) 时间导致系统性能异常，可以考虑外接 R-C 网络，但建议 R-C 的取值不宜过大，否则可能会引起电流反馈信号的失真过大，导致系统启动或输出端短路时 MOSFET 漏源端电压 V_{ds} 过高等常见的系统异常现象。推荐 R-C 网络的取值为： $R \leq 680\Omega$ ， $C \leq 1000PF$ 。没有特别的需要，不建议外接 R-C 网络。

正常工作时，PWM 占空比由 CS 端电压和 FB 端电压共同调整。

6、内置同步斜坡补偿

内置同步斜坡补偿电路增加电流检测电压的斜率，这可以改善系统闭环的稳定性，防止电压毛刺产生

的次谐波振荡振荡，减小输出纹波电压。

7、OUT 端驱动

PR6863E 驱动功率 MOSFET 通过一个专用的栅极驱动器控制。当提供给 MOSFET 驱动能力差时会导致高的开关损耗；驱动能力强，EMI 特性会变差。这就需要有一个折衷的办法来平衡开关损耗和 EMI 特性，PR6863E 内置的软驱动和图腾驱动电路设计可以优化驱动能力。这种控制原理可以在系统设计时，容易地获得低的损耗和良好的 EMI 特性。

8、Hiccup 工作模式

PR6863E 满载工作于 PWM 模式，中小载工作于 PFM 模式，在轻载和空载时工作于 Hiccup 模式。在轻载或者空载情况下，开关电源的大多数损耗来源于功率 MOS 的开关损耗、变压器铁损和缓冲电路损耗。功率损耗于开关频率成正比，较低的开关频率可以降低功耗，达到节能高效的目的。

PR6863E 开关频率可根据开关电源负载情况进行调节。在空载或轻载情况下，FB 端电压下降到进入 Hiccup 模式阈值电压，关闭输出；当 FB 端电压上升到退出 Hiccup 模式阈值电压，正常输出。通过这种打嗝式工作，降低了开关损耗，极大的减小了待机功耗。

开关频率在任何负载下都不会进入音频范围，杜绝音频噪声。

9、保护功能

在发生各种异常保护状态以后，PR6863E 关闭输出，导致 VDD 端电压降低，电路会不断重启，直至故障解除。

1) 逐周期电流限制

在每个周期，峰值电流检测电压由比较器的比较点决定。该电流检测电压不会超过峰值电流限制电压。保证初级峰值电流不会超过设定电流值。当电流检测电压达到峰值电流限制电压时，输出功率不会增大。从而限制了最大输出功率。如果过载，会导致输出电压变低，反映到 FB 端，导致 FB 电压升高，发生过载保护。

2) 过压保护及箝位

当 VDD 电压超过 OVP 保护点时，说明负载上发生了过压，此时 PR6863E 关断输出。该状态一直保持，直到 VDD 端口电压降到 VDD_OFF 后进入再次启动序列。发生过压保护后，如果 VDD 端口电压超过箝位电压阈值（典型 33V）时，内部箝位电路将 VDD 电压箝位在 33V，以保护 PR6863E 不被损坏，此时 OUT 仍然是关闭的。VDD 箝位电路能承受的电流大约为 10mA，如果系统由于其他原因导致 VDD 箝位电路动作后 VDD 端电压仍然持续上升且超过芯片的耐受能力，那么芯片就可能会被烧毁。

3) 短路保护(SCP)、过流保护(OCP)及过载保护(OLP)

芯片 CS 端通过监控系统初级流过主开关管的电流信号活动，芯片能检测到系统过流或过载的状况。当系统输出发生短路、过流或过载现象时，如果 CS 端的电压超过过流保护阈值时，OUT 端输出脉宽将会被限制输出，这时系统处于恒功率输出状态 $P_o = V_o \cdot I_o$ ，即如果增加输出负载电流，那么系统输出电压相应会下降， V_{FB} 相应上升；当这种现象持续 88mS 后，芯片将使系统进入过功率保护(OLP)状态，OUT 会立即关闭输出，保护整个系统，然后芯片重新启动，OUT 输出驱动信号，当故障依然存在时系统将重复上述现象。当系统进入过功率保护状态时，系统损耗的平均功率非常低。

4) 欠压保护(UVLO)

PR6863E 内置欠压保护电路(UVLO)，当 VDD 端电压小于 VDD_OFF 时，芯片就会进入欠压保护状态，这时 OUT 停止输出 PWM。设计中需要检查交流输入全电压范围内，当输出负载瞬间由满载转为空载时芯片的 VDD 端电压是否受影响而误触发 UVLO，即 VDD 端电压瞬时低于 VDD_OFF，这样很容易造成空载输出电压跳动的现象。一般建议 VDD 电压设计在 15V 左右。

5)、过温保护(OTP):

PR6863E 内置过温保护电路，在系统应用时芯片 OTP 脚外接一 NTC，当系统温度高于设定值时 OTP 端电压将低于 1V，此时 OTP 保护被触发，OUT 端被关断。当 VDD 电压低于 VDD_OFF 时 OTP 被释放，芯片重新启动。

二、设计指导

图 2.1 所示为采用 PR6863E 的反激式隔离 AC-DC 转换器的基本电路原理图，本部分将以该电路作为参考，来说明一个 90~264V 输入 19V2.37A 输出适配器的变压器设计、输出滤波器设计、元件选择和反馈环路设计的方法。

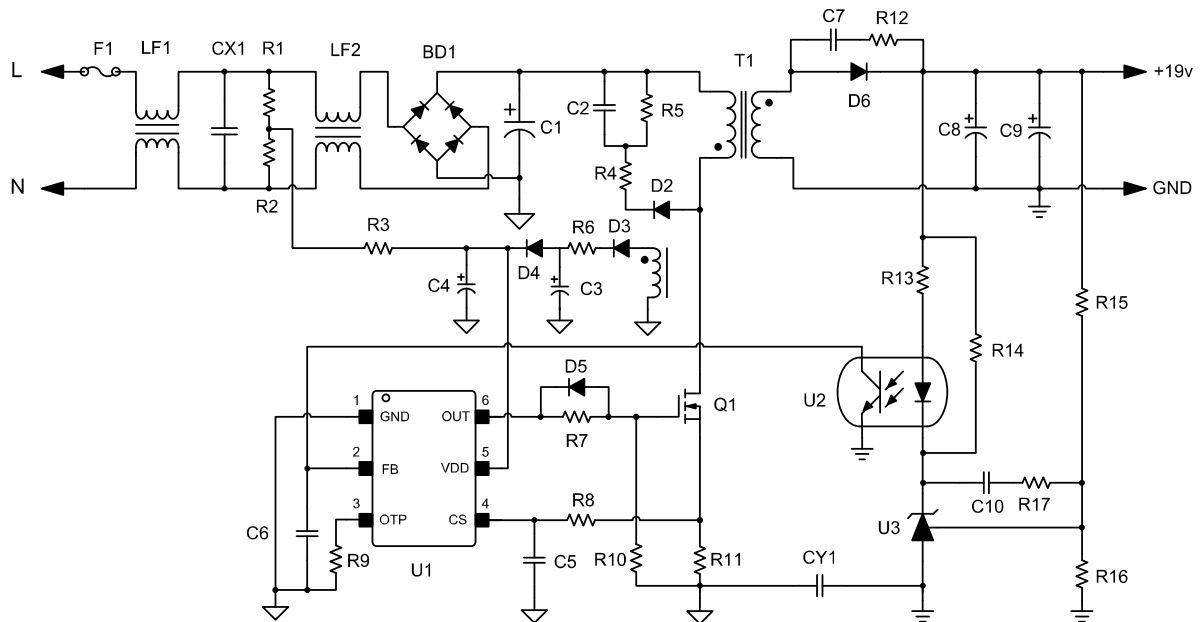


图 2.1 采用 PR6863E 的反激式隔离 AC-DC 转换器的基本电路原理图

1、确定系统规格

- 最小 AC 输入电压: $V_{ACMIN}=90V$
- 最大 AC 输入电压: $V_{ACMAX}=264V$
- 输入电压频率: $f_L=60Hz$ 或 $50Hz$
- 输出电压: $V_O=19V$
- 最大负载电流: $I_O=2.37A$
- 输出功率: $P_O=45W$
- 电源效率: $\eta=0.89$ (预估)
- 计算最大输入功率: P_{IN} , 单位: 瓦特。

$$P_{IN} = \frac{P_O}{\eta} \dots\dots\dots (2.1)$$

根据式 2.1 计算 $P_{IN} \approx 50.6W$

2、确定输入整流滤波电容 (C_{IN}) 和直流电压范围 (V_{DCMIN} 、 V_{DCMAX})

- 输入整流电容选择
 - 对于 AC 90~264V 宽范围输入, C_{IN} 按 $1.5 \sim 3\mu F/Watt$ 输出功率选取;
 - 对于 AC 230V 或者 115V 倍压整流输入, C_{IN} 按 $1\mu F/Watt$ 输出功率选取。

- 最小直流输入电压 V_{MIN}

$$V_{MIN} = \sqrt{2 \times V_{ACMIN}^2 - \frac{2 \times P_O \times \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_C \right)}{\eta \times C_{IN}}} \dots\dots\dots (2.2)$$

其中, f_L 为输入交流电压频率 (50Hz/60Hz);

t_C 为桥式整流大额定导通时间, 如无数据可供参考, 则取 3ms;

所有单位分别为伏特、瓦特、赫兹、秒、法拉第。

- 最大直流输入电压 V_{MAX}

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times V_{ACMAX} \dots\dots\dots (2.3)$$

根据系统规格, 输入电容可选择一个 **82uF/400V** 的电解电容

根据式 2.2 计算最小输入直流电压:

$$V_{MIN} = \sqrt{2 \times (90V)^2 - \frac{2 \times 45W \times \left(\frac{1}{2 \times 60Hz} - 3ms \right)}{0.89 \times 82uF}} \approx 98V$$

根据式 2.3 计算最大直流输入电压:

$$V_{MAX} = \sqrt{2} \times 264V \approx 374V$$

3、相应工作模式和定义电流波形参数 K_p

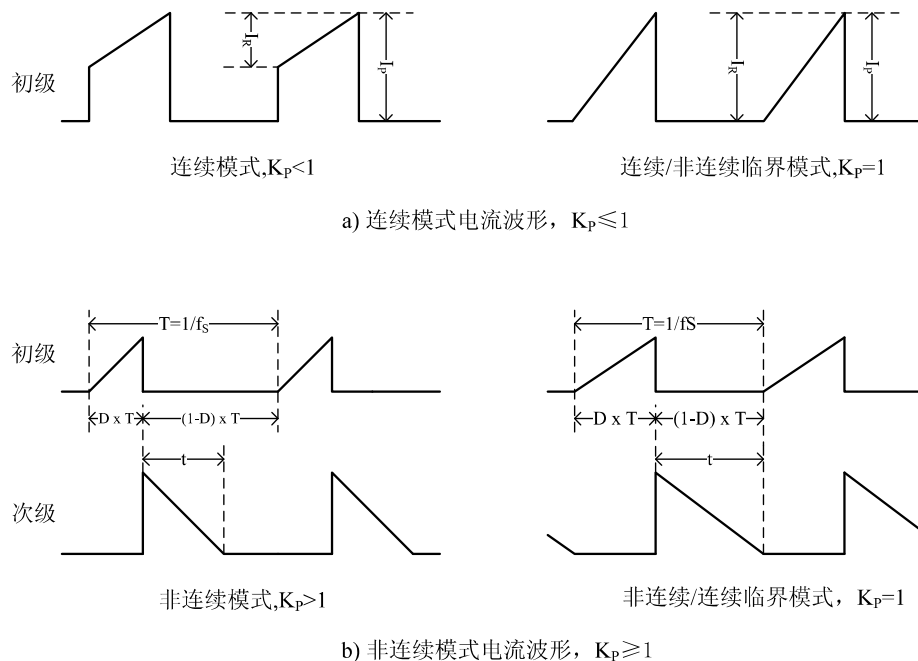


图 2.2 电流波形与工作模式

- 当 $K_p \leq 1$ ，连续模式，如图 2.2a;

$$K_p = \frac{I_R}{I_P} \dots\dots\dots (2.4)$$

其中： I_R 为初级绕组脉动电流， I_P 为初级峰值电流。

- 当 $K_p \geq 1$ ，非连续模式,如图 2.2b;

$$K_p = \frac{(1-D) \times T}{t} \dots\dots\dots (2.5)$$

对于一个全电压输入范围， K_p 可以选取 0.6~1； 230V 单电压输入范围， K_p 可选取 1.2。

为了获得良好的效率，本系统在最小输入电压时变压器工作设计在 CCM 模式， K_p 设定为 0.75

4、确定反射的输出电压 V_{OR} 和最大占空比 D_{MAX}

- 反射电压 V_{OR} 推荐设定在 60V~120V 之间。
- 连续模式时计算 D_{MAX} :

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{(V_{DCMIN} - V_{DS}) + V_{OR}} \dots\dots\dots (2.6)$$

- 非连续模式时计算 D_{MAX} :

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{K_p \times (V_{DCMIN} - V_{DS}) + V_{OR}} \dots\dots\dots (2.7)$$

其中， V_{DS} 为功率 MOS 导通时漏源电压，如无参考可以设定 $V_{DS}=5V$ 。

反射电压设计在 100V，由于最低输入电压下系统工作在 CCM 模式，根据公式 2.6 计算其最大占空比：

$$D_{MAX} = \frac{100V}{(98V - 5V) + 100V} \approx 51.8\%$$

5、计算初级峰值电流 I_P 和有效值电流 I_{RMS}

- 初级平均电流:

$$I_{AVG} = \frac{P_O}{\eta \times V_{MIN}} \dots\dots\dots (2.8)$$

- 连续模式 ($K_p \leq 1$):

峰值电流

$$I_P = \frac{I_{AVG}}{\left(1 - \frac{K_p}{2}\right) \times D_{MAX}} \dots\dots\dots (2.9)$$

有效值电流 $I_{RMS} = I_P \times \sqrt{D_{MAX} \times \left(\frac{K_P^2}{3} - K_P + 1 \right)}$ (2.10)

➤ 非连续模式 ($K_P \geq 1$):

峰值电流 $I_P = \frac{2 \times I_{AVG}}{D_{MAX}}$ (2.11)

有效值电流 $I_{RMS} = \sqrt{D_{MAX} \times \frac{I_P^2}{3}}$ (2.12)

根据式 2.8 计算平均电流:

$$I_{AVG} = \frac{45W}{0.89 \times 98V} \approx 0.516A$$

根据式 2.9 计算初级峰值电流:

$$I_P = \frac{0.516A}{\left(1 - \frac{0.75}{2}\right) \times 51.8\%} \approx 1.594A$$

根据式 2.10 计算初级有效值电流:

$$I_{RMS} = 1.594A \times \sqrt{51.8\% \times \left(\frac{0.75^2}{3} - 0.75 + 1 \right)} \approx 0.759A$$

6、确定变压器初级电感量

➤ 反激式开关电源的两种工作模式随负载条件和输入电压的改变而改变。因此，变压器的初级电感是在满载和最小输入电压的条件下决定。

连续模式 $L_P = \frac{10^6 \times P_O}{I_P^2 \times K_P \times \left(1 - \frac{K_P}{2}\right) \times f_S \times \eta}$ (2.13)

非连续模式 $L_P = \frac{10^6 \times P_O}{I_P^2 \times \frac{1}{2} \times f_S \times \eta}$ (2.14)

其中，式中的单位分别为微亨、瓦特、安培、赫兹

根据式 2.13 计算初级电感量:

$$L_p = \frac{10^6 \times 45W}{(1.594A)^2 \times 0.75 \times \left(1 - \frac{0.75}{2}\right) \times 65KHz \times 0.89} \approx 653\mu H$$

7、确定合适的磁芯和初级线圈的最小匝数

➤ 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。通常选择高 B_s ，低损耗及高 u_i 磁芯材料，还要结合成本考量；建议用 PC40 以上的材质。如果没有可参考资料，可采用下面作为参考。

$$A_p = A_w \times A_e = \left[\frac{L_p \times I_p \times I_{RMS} \times 10^4}{450 \times 0.2 \times \Delta B} \right]^{1.143} \times 10^4 \dots\dots\dots (2.15)$$

式中， A_p 单位为 mm^4 ， A_w 为窗口面积， A_e 为磁芯的截面积，如图 2.3。 ΔB 为正常操作状态下的最大磁通密度摆幅量（单位：特斯拉 (Tesla)）。对于大多数功率铁氧体磁芯来说， ΔB 通常为 0.3~0.35 Tesla。

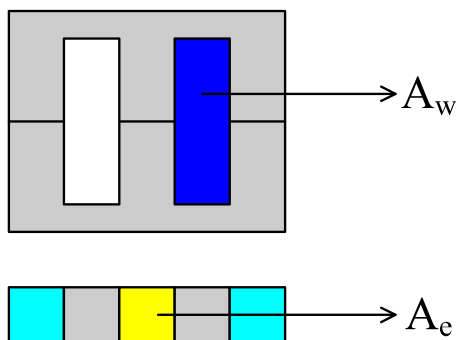


图 2.3 磁芯窗口面积和截面积

➤ 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：

$$N_{P,MIN} = \frac{I_p \times L_p}{B_{sat} \times A_e} \times 10^2 \dots\dots\dots (2.16)$$

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 $B_{sat}=0.35\sim 0.4$ ，以特斯拉为单位。

本案可以选择 RM8 的磁芯，查得 $A_e=0.64cm^2$ 。根据式 2.16 计算初级最小匝数：

$$N_{P,MIN} = \frac{1.594A \times 653\mu H}{3000Gs \times 0.64cm^2} \times 10^2 \approx 54T$$

8、次级绕组和辅助绕组

➤ 初级绕组与次级绕组匝数比：

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{OR}}{V_o + V_D} \dots\dots\dots (2.17)$$

其中， N_P 和 N_S 分别为初级侧和次级侧匝数。 V_O 为输出电压， 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。

然后确定正确的 N_S ，使得最终的 N_P 不得小于 $N_{P,MIN}$ 。有的时候最终的 N_P 比 $N_{P,MIN}$ 大得多，这就需要更换一个大的磁芯，或者在无法更换磁芯时，则通过增加 K_P 值来减小 L_P ，这样，最终的初级侧匝数也会减小。

➤ 辅助绕组匝数

$$N_{AVX} = \frac{V_{DD} + V_{DB}}{V_O + V_D} \times N_S \dots\dots\dots (2.18)$$

其中， V_{DD} 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；

考虑到系统在满载和空载转变瞬间，由于能量瞬间导致 V_{DD} 下冲误触发UVLO，在系统允许的输入电压范围内且输出为空载时，建议 V_{DD} 大于15V。

➤ 确定磁芯气隙长度：

$$L_g = 40 \times \pi \times A_e \times \left(\frac{N_p^2}{1000 \times L_p} - \frac{1}{A_L} \right) \dots\dots\dots (2.19)$$

其中， L_g 单位为毫米， A_e 单位为平方厘米， A_L 为无间隙情况的AL值，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。

根据式 2.17 计算初级匝比及次级匝数

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{100V}{19V + 0.5V} \approx 5.1$$

$$N_S \approx 11T$$

通过迭代，选择 N_p 为56T。

根据式2.18计算辅助绕组匝数：

$$N_{AVX} = \frac{15V + 0.7V}{19V + 0.5V} \times 11T \approx 9T$$

根据式2.19计算磁芯气隙长度：

$$L_g = 40 \times 3.14 \times 0.64cm^2 \times \left(\frac{(56T)^2}{1000 \times 653uH} - \frac{1}{1950nH / T^2} \right) \approx 0.344mm$$

9、次级峰值电流和次级有效值电流

➤ 次级峰值电流：

$$I_{SP} = I_P \times \frac{N_P}{N_S} \dots\dots\dots (2.20)$$

➤ 次级有效值电流：

$$\text{连续模式} \quad I_{SRMS} = I_{SP} \times \sqrt{(1 - D_{MAX}) \times \left(\frac{K_P^2}{3} - K_P + 1 \right)} \dots\dots\dots (2.21)$$

$$\text{非连续模式} \quad I_{SRMS} = I_{SP} \times \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{3 \times K_P}} \dots\dots\dots (2.22)$$

根据式2.20计算次级峰值电流:

$$I_{SP} = 1.594A \times \frac{56T}{11T} \\ \approx 8.11A$$

根据式2.21计算次级有效值电流:

$$I_{SRMS} = 8.11A \times \sqrt{(1 - 51.8\%) \times \left(\frac{0.75^2}{3} - 0.75 + 1 \right)} \\ \approx 3.72A$$

10、根据有效值电流来确定每个绕组的导线直径

- 当导线很长时 (>1m)，电流密度可以取 5A/mm²。当导线较短且匝数较少时，6~10A/mm² 的电流密度也是可取的。应避免使用直径大于 1mm 的导线，防止产生严重的涡流损耗并使绕线更加容易。对于大电流输出，最好采用多股细线并绕的方式绕制，减小集肤效应的影响。
- 检查一下磁芯的绕组窗口面积是否足以容纳导线。所需的窗口面积由以下公式给出:

$$A_w = A_c / K_F \dots\dots\dots (2.23)$$

式中，A_C为实际的导体面积，K_F为填充系数。填充系数通常为0.2~0.3。

根据计算，初级绕组可用直径0.3mm左右的漆包线，辅助绕组可用直径0.18mm左右的漆包线，次级绕组用0.55mm的三层绝缘线双线并绕。为了变压器容易生产，上述线径可结合骨架宽度做适当微调。核算A_c=6.797mm²，查得RM8的A_w为48.9mm²。

$$48.9mm^2 \geq 6.797mm^2 / 0.2$$

磁芯的绕组窗口面积可以容纳全部绕组的导线

11、确定输出电容的纹波电流 I_{RIPPLE}

- 输出电容的纹波电流:

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_O^2} \dots\dots\dots (2.24)$$

其中，I_O为输出直流电流

根据式2.24计算输出电容纹波电流:

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{(3.72A)^2 - (2.37A)^2}$$

$$\approx 2.867A$$

12、确定次级及辅助绕组最大峰值反向电压 V_{SR} , V_{BR}

➤ 次级绕组最大峰值反向电压: $V_{SR} = V_O + \left(V_{MAX} \times \frac{N_S}{N_P} \right)$ (2.25)

➤ 辅助绕组最大峰值反向电压: $V_{BR} = V_{DD} + \left(V_{MAX} \times \frac{N_B}{N_P} \right)$ (2.26)

根据式 2.25 计算次级绕组最大峰值反向电压:

$$V_{SR} = 19V + \left(374V \times \frac{11T}{56T} \right)$$

$$\approx 92.46V$$

根据式 2.26 计算辅助绕组最大峰值反向电压:

$$V_{BR} = 15V + \left(374V \times \frac{9T}{56T} \right)$$

$$\approx 75.11V$$

13、选择输出整流管

- $V_R \geq V_{SR}$, 推荐 $V_R \geq 1.25 \times V_{SR}$, V_R 为整流二极管的反向额定电压
- 推荐 $I_D \geq 3 \times I_O$, I_D 为二极管的直流电流额定值, 实际中需注意温升、反压、即实际测得的最大电流。

表 2.2 部分输出整流二极管选型表

肖特基二极管				超快速二极管			
整流二极管	V_R (V)	I_D (A)	封装	整流二极管	V_R (V)	I_D (A)	封装
SB540	40	5	DO-201	UF4002	100	1	轴向
V10P45	45	10	TO-277A	UF4003	200	1	轴向
V15P45	45	15	TO-277A	MUR120	200	1	轴向
VT2045C	45	20	TO-220	EGP20D	200	2	轴向
MBR10100	100	10	TO-220	UF5401	100	3	轴向
MBR20100	100	20	TO-220	UF5402	200	3	轴向
MBR10H150	150	10	TO-220	EGP30D	200	3	轴向
MBR20H150	150	20	TO-220	BYV28-200	200	3.5	轴向
MBR20H200	200	20	TO-220	MUR420	200	4	TO-220

次级整流二极管建议选择**MBR20100**。

14、选择辅助绕组整流管

- $V_R \geq 1.25 \times V_{BR}$; V_R 为整流二极管的反向电压额定值。

表 2.3 部分辅助整流二极管选型表

整流管	V_R (V)	整流管	V_R (V)	整流管	V_R (V)
1N4007	1000	FR107	1000	1N4148	75

综合EMI和成本考虑，辅助整流管一般选择较为常见的FR107普通二极管。

15、确定 CS 电阻

- 限制最大输出功率时，CS 电阻选择：

$$R_{CS} = \frac{V_{TH-OC}}{I_P} \dots\dots\dots (2.27)$$

其中：PR6863E V_{TH_OC} 为 0.75V

CS 电阻额定功率 $> I_{RMS}^2 \times R_{SENSE}$

根据式 2.27 计算CS电阻：

$$R_{CS} = \frac{0.75V}{1.594A} \approx 0.47\Omega$$

$$I_{RMS}^2 \times R_{CS} = (0.759A)^2 \times 0.47\Omega \approx 0.27W$$

16、输出电容的选择

- 在 105℃ 及 65KHz 频率下纹波电流的规格：必须大于 I_{RIPPLE}
 - ESR 规格：使用低 ESR 的电解电容或固态电容。输出开关纹波电压等于 $I_{SP} \times ESR$ 。
 - 由于电解电容具有较高的 ESR，所以有的时候只使用一个输出电容是不能满足纹波规格要求的。此时，可以附加一个 LC 滤波器。在使用附加 LC 滤波器时，不要把截至频率设置得过低。截至频率过低可能导致系统不稳定或者限制控制带宽。将滤波器的截至频率设定在开关频率的 1/10~1/5 左右比较合适。
 - 为减少大电流输出时的纹波电流，可将几只滤波电容并联使用。
- 电感L：2.2uH~4.7uH，对于低电流 ($\leq 1A$) 的输出使用磁珠是可以的。而较高电流输出可以使用非定制的标准电感。如有必要，可以增大电感的电流额定值从而避免电感上的损耗。
- 电容C：其容量与最大输出电流 I_{OM} 有关

输出电容选择两颗680uF/25V的低ESR电解电容并联。

17、输入整流桥的选择

- $V_R \geq 1.25 \times V_{MAX}$; V_R 为输入整流二极管的反向额定电压；
- $I_D \geq 2 \times I_{AVG}$; 其中 I_D 为整流桥的电流额定值。

整流桥选择DB207S

18、确定 RCD 箝位电路元件参数

图 2.4 为系统所采用的典型的 RCD 箝位电路。

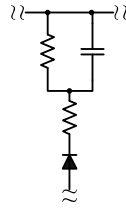


图 2.4 RCD 箝位电路

- 测量变压器初级漏电感 L_L ；在测量初级漏电感时应谨慎。如果只是简单地在其他输出被短路的情况下进行初级侧电感测量，则测得的漏电感会稍大，因为每个输出都被反射至初级侧。
- 确定外置功率 MOSFET 所允许的总电压，并根据以下公式计算 $V_{\max \text{ clamp}}$ ；

$$V_{\text{MOSFET max}} = V_{\text{MAX}} + V_{\text{max clamp}} \dots\dots\dots (2.28)$$

建议至少应维持低于 MOSFET 的 BVDSS 50V 的电压裕量，并另外留出 30V~50V 的电压裕量以满足瞬态电压要求。对于宽范围输入设计，建议 $V_{\max \text{ clamp}} < 200\text{V}$ 。 $V_{\max \text{ clamp}}$ 不应小于 $1.5V_{\text{OR}}$ 。

- 确定箝位电路的电压纹波 V_{Δ} ，根据以下公式计算箝位电路的最小电压

$$V_{\text{min clamp}} = V_{\text{max clamp}} - V_{\Delta} \dots\dots\dots (2.29)$$

V_{Δ} 建议典型值应为 $V_{\max \text{ clamp}}$ 的 10%。

- 根据以下公式计算箝位电路的平均电压 V_{clamp} ：

$$V_{\text{clamp}} = V_{\text{max clamp}} - \frac{V_{\Delta}}{2} \dots\dots\dots (2.30)$$

- 计算漏感中贮存的能量：

$$E_L = \frac{1}{2} \times L_L \times I_P^2 \dots\dots\dots (2.31)$$

并非所有的漏感能量都会转移到箝位。因此，在计算箝位所耗散的真实能量时应使用以上公式，同时将峰值初级电流 I_P 替代仅流入箝位的电流。流入箝位的电流难以计算或者测量，我们将根据已知的比例因数调整 E_L ，从而估算箝位中的能量耗散 E_{clamp} ：

输出功率范围	E_{clamp}
$P_O < 1.5\text{W}$	可不使用箝位电路
$1.5\text{W} \leq P_O \leq 50\text{W}$	$E_{\text{clamp}} = 0.8 \times E_L$
$50\text{W} \leq P_O \leq 90\text{W}$	$E_{\text{clamp}} = E_L$
$P_O > 90\text{W}$	$E_{\text{clamp}} = E_L \times \frac{V_{\text{clamp}}}{V_{\text{clamp}} - V_{\text{OR}}}$

对于 PR6863E 系列产品设计的系统： $E_{\text{clamp}} = 0.8 \times E_L$

- 确定箝位电阻：

$$R_{clamp} = \frac{V_{clamp}^2}{E_{clamp} \times f_s} \dots\dots\dots (2.32)$$

箝位电阻的功率额定值应大于： $\frac{V_{clamp}^2}{R_{clamp}}$

- 确定箝位电容：

$$C_{clamp} = \frac{E_{clamp}}{\frac{1}{2} \times [V_{max\ clamp}^2 - V_{min\ clamp}^2]} \dots\dots\dots (2.33)$$

箝位电容的电压额定值应大于： $1.5 \times V_{max\ clamp}$

➤ 箝位电路中的阻断二极管：应使用快速或者超快恢复二极管。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。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，不建议基于标准恢复二极管的设计。

阻断二极管的最大反向电压应大于： $1.5 \times V_{max\ clamp}$

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 $0.5 \times I_P$ （注意：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。）

- 确定阻尼电阻：（如选用）

$$\frac{20}{0.8 \times I_P} \Omega \leq R_{damp} \leq 100 \Omega$$

注意：

(1)对于最大连续输出功率为20 W 或更大的电源系统， R_{damp} 只能在绝对必要时使用，并且应限制为

非常小的值： $1 \Omega \leq R_{damp} \leq 4.7 \Omega$ 。阻尼电阻的功率额定值应大于： $I_P^2 \times R_{damp}$

(2)如果测试VDS电压的最大值远小于管子耐压，可以适当增加R1、减小C1来提高效率；

(3)如果测试VDS电压的最大值接近管子耐压，则一般设计是由于RC吸收的时间常数远大于管子关断周期，些时减小R1对反压并没有实质性的影响，若换用速度慢一些的整流管效果比较好，它可把更多的能量从箝位电路抽走送到次级；

(4) 如果由于变压器结构原因引起漏感很大造成VDS电压很高，则TVS管是最后的选择。

本案设定 $V_{max\ clamp}$ 为180V， V_{Δ} 为18V，LL为5uH。根据式2.28~2.33，可计算得出箝位电阻为88K，箝位电容为1.6nF。这些参数为计算的原型参数。在实际系统调试过程中，可根据Drain端波形来调整箝位电阻电容值。箝位电路二极管可选用1N4007，对通过EMI测试有帮助。

19、设计反馈环路

PR6863E 系列产品采用电流模式控制,反馈环路只需采用一个单极点和单零点补偿电路即可实现。

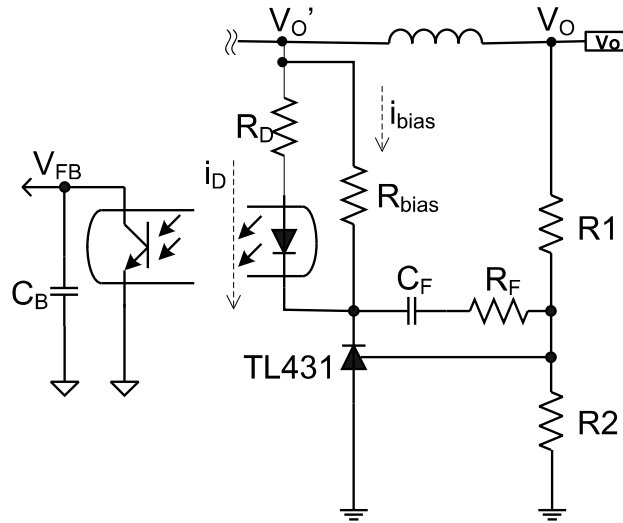


图 2.5 反馈控制电路

► 确定 R_{bias} 和 R_D 的值,使能够为 TL431 提供合适的工作电流并确保 PR6863E 反馈电压的完整工作变化范围。对于 TL431,最小阴极工作电压和电流分别为 2.5V 和 0.5mA。

$$\frac{V_O - V_{OP} - 2.5}{R_D} > \frac{I_{FB}}{CTR} \dots\dots\dots (2.34)$$

$$\frac{V_{OP}}{R_{bias}} > 0.5mA \dots\dots\dots (2.35)$$

其中: V_{OP} 为光耦的正向导通压降(通常为 1.2V), I_{FB} 为 PR6863E 反馈短路电流(通常为 0.32mA), CTR 为光耦的电流传输比。

$V_O=19V$, 光耦 CTR 为 10% (工作电流较小时光耦传输比一般较低), $R_D<4.7K$ 且 $R_{bias}<2.4K$, 考虑到系统动态特性 R_D 一般取值不宜过大, 可以选取 1.2KΩ。

► 对于 CCM 模式,采用 PR6863E 的反激式开关电源的控制-输出传递函数由下式给出:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{FB}(s)} \approx \frac{n \times R_O \times V_{DC}}{(2 \times n \times V_O + V_{DC}) \times R_{SENSE}} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{w_z}\right) \times \left(1 - \frac{s}{w_{rz}}\right)}{1 + \frac{s}{w_p}} \dots\dots\dots (2.36)$$

式中, V_{DC} 为直流输入电压, R_O 为等效输出负载电阻。

$$R_O = \frac{V_O^2}{P_O}, \quad w_z = \frac{1}{R_{C1} \times C_O}, \quad w_{rz} = \frac{R_O \times (1-D)^2 \times n^2}{D \times L_m}, \quad w_p = \frac{1+D}{R_O \times C_O}$$

控制-输出传递函数中有一个右半平面 (RHP) 零点 (w_{rz})。由于 RHP 零点使相位减少了 90° , 所以穿越频率应小于 RHP 零点 (w_{rz})。

系统极点和零点以及直流增益均随输入电压的变化而变化。直流增益在高输入电压条件下最高, RHP 零点在低输入电压条件下最低。低频增益并不随负载条件的变化而变化, RHP 零点在满载条件下

最低。

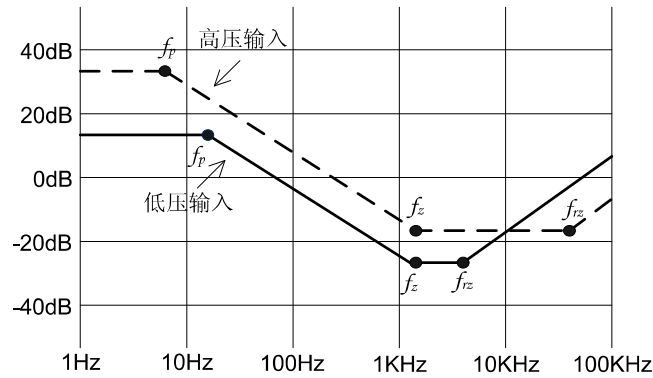


图2.6 CCM模式反激电源的控制-输出传递函数随输入电压的变化情况

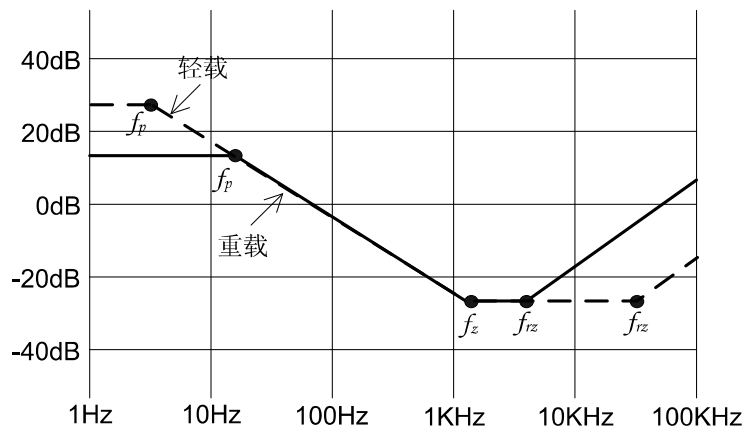


图2.7 CCM模式反激电源的控制-输出传递函数随负载的变化情况

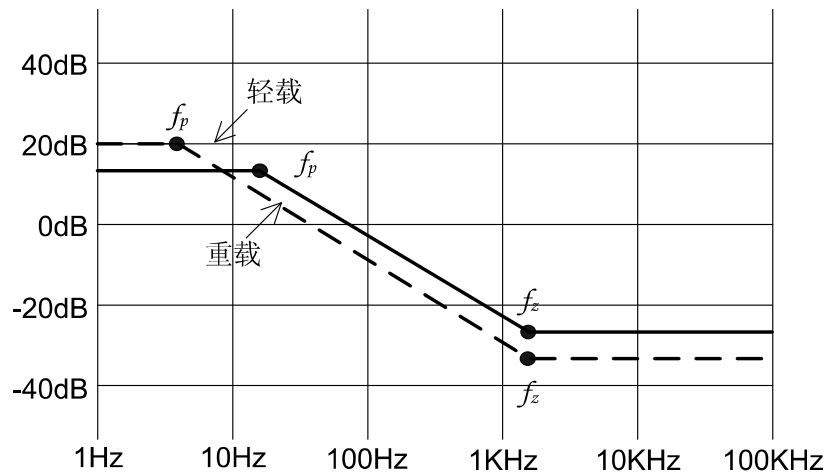


图2.8 DCM模式反激电源的控制-输出传递函数随负载的变化情况

- 对于 DCM 模式，采用 PR6863E 的反激式开关电源的控制-输出传递函数为：

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{FB}(s)} \approx \frac{V_O}{V_{FB}} \times \frac{1 + \frac{s}{w_z}}{1 + \frac{s}{w_p}} \dots\dots\dots (2.37)$$

$$\text{式中 } w_z = \frac{1}{R_{C1} \times C_O} \quad w_p = \frac{2}{R_O \times C_O}$$

与工作于CCM模式的反激式开关电源相比，此时没有RHP零点，而且直流增益不随输入电压的变化而变化。总增益在满载条件下最高。

➤ 图 2.5 的反馈补偿网络传递函数由下式获得：

$$\frac{\hat{v}_{FB}(s)}{\hat{v}_o(s)} = -\frac{w_i}{s} \times \frac{1 + \frac{s}{w_{zc}}}{1 + \frac{s}{w_{pc}}} \dots\dots\dots (2.38)$$

$$\text{式中, } w_i = \frac{CTR \times R_{FB}}{R_1 \times R_D \times C_F}, \quad w_{zc} = \frac{1}{(R_1 + C_F) \times C_F}, \quad w_{pc} = \frac{2}{R_{FB} \times C_B}$$

当输入电压和负载电流的变化范围很宽时，反馈环路设计的最坏情况是不易确定的。增益以及零点和极点均根据工作条件的变化而移动。不仅如此，随着负载电流的减小或（和）输入电压的增大。工作于CCM模式将进入DCM模式。解决这一问题的一种简单而实用的方法是设计出低输入电压和满载条件下具有足够的相位和增益裕量的反馈环路。对于90V~264V交流输入，当开关电源工作于CCM模式时，RHP零点在低输入电压和满载条件下最低。不过，当工作条件从低压输入变为高压输入时，增益增加不大。因此，通过设计在低压输入和满载条件下具有超过45°的增益裕量的反馈环路即可保证整个工作范围内的稳定性。

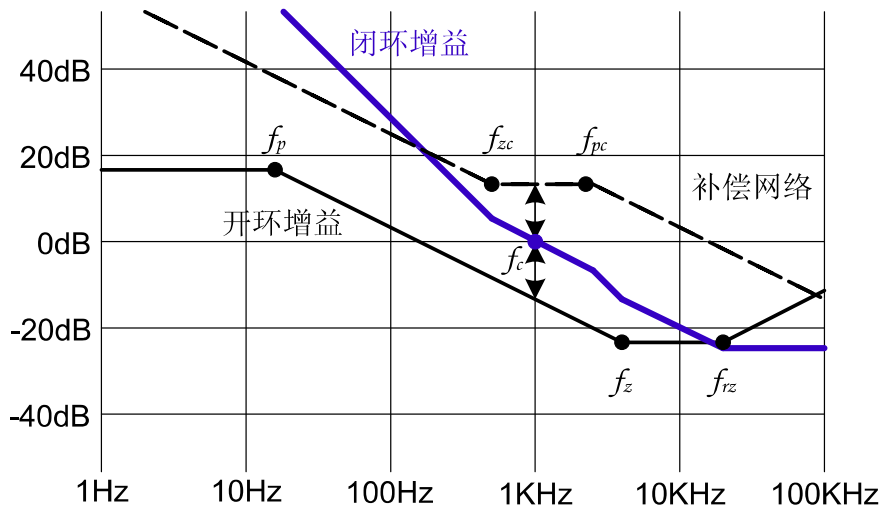


图2.9 补偿网络设计

➤ 反馈环路的设计如下：

1. 确定穿越频率 f_c 。对于工作于CCM模式的反激开关电源来说，应将 f_c 设计在低于1/3RHP零点的频率上，以最大限度地减小RHP零点的影响。对于DCM模式，可将 f_c 设定在较高的频率上，因为此时没有RHP零点。
2. 当采用附加LC滤波器时，应将 f_c 设计低于1/3LC滤波器转折频率的地方，因为它会导致-180°的相位差。绝对不要把 f_c 设定得高于LC滤波器的转折频率。如果穿越频率过于靠近转折频率，那么，为抵消后置滤波器的影响。就应当把控制器设计得具有约90°以上的足够相位裕量。
3. 确定补偿电路的直流增益以抵消 f_c 频率上的控制-输出增益。
4. 将补偿电路零点（ f_{zc} ）设置在 $f_c/3$ 附近。
5. 将补偿电路极点（ f_{pc} ）设置在 $3f_c$ 以上。

补偿电路的参数计算比较复杂，建议实际调试获得合理的参数。

三、参考电路

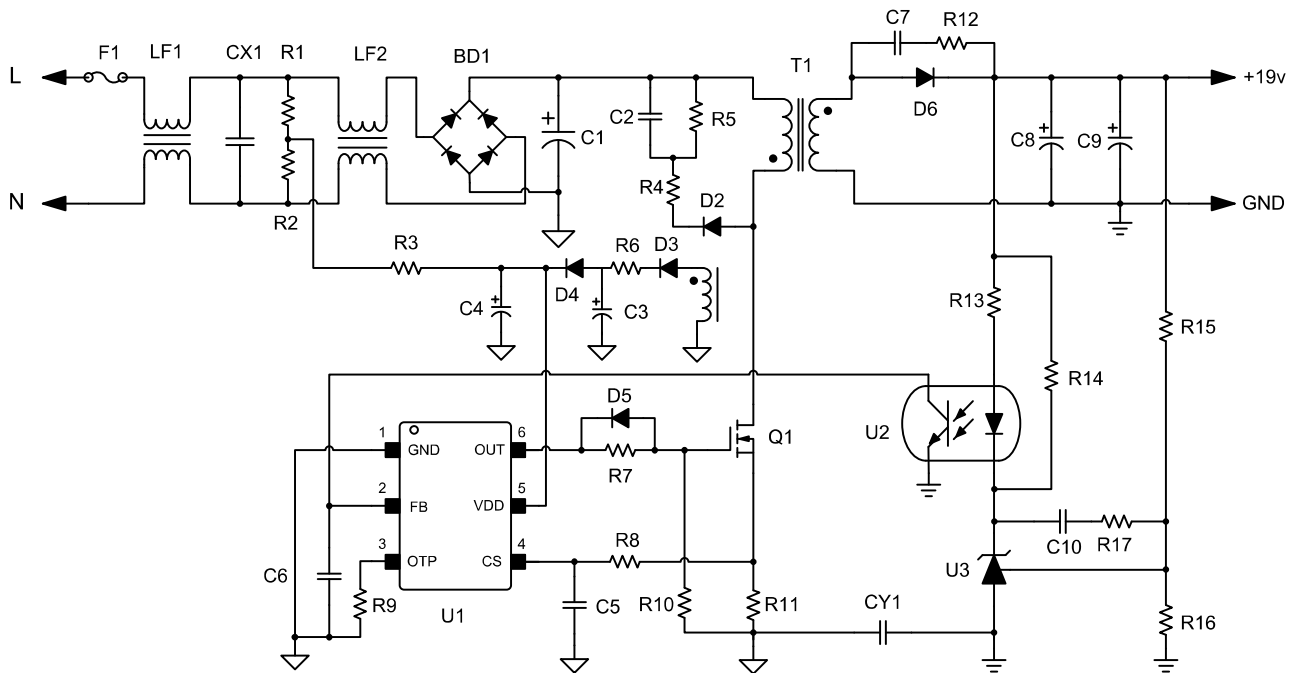


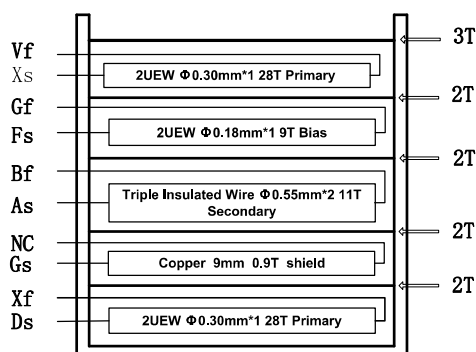
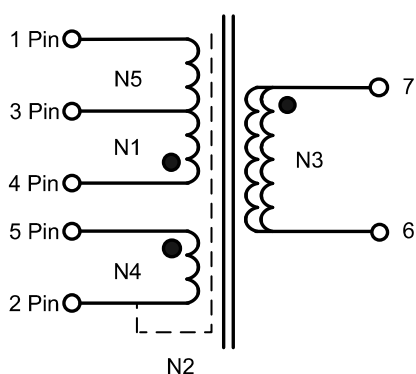
图 3.1 PR6863E 典型电路原理图（通用输入）

表3.1 基于PR6863E的19V2.37A适配器元器件清单

No.	Designator	Discription	Pacakge	Q'ty	Remark
1	C1	Electrolytic 82uF 400V 105°C	Φ16*26	1	
2	C2	Capacitor SMD 472 630V 10%	1206	1	
3	C3	Electrolytic 10 uF 50V Low ESR 105°C	Φ5*11	1	
4	C4	Electrolytic 3.3uF 50V Low ESR 105°C	Φ4*7	1	
5	C5	Capacitor SMD 471 50V 10%	0805	1	
6	C6	Capacitor SMD 102 50V 10%	0805	1	
7	C7	Capacitor SMD 102 100V 10%	1206	1	
8	C8 C9	Electrolytic 680uF 25V Low ESR 105°C	Φ8*16	2	
9	C10	Capacitor SMD 153 50V 10%	0805	1	
10	R1 R2	Resistor SMD 1.5M 5%	1206	2	
11	R3	Resistor 300K 1/4W 5%	Axial	1	
12	R4	Resistor SMD 4R7 5%	1206	1	
13	R5	Resistor SMD 200K 5%	1206	1	
14	R6	Resistor SMD 10R 5%	0805	1	
15	R7	Resistor SMD 27R 5%	0805	1	
16	R8	Resistor SMD 200R 5%	0805	1	
17	R9	Resistor SMD 100K 5%	0805	1	
18	R10	Resistor SMD 15K 5%	0805	1	

19	R11	Resistor SMD 1.6R//1.6R//1.8R 1%	1206	3	
20	R12	Resistor SMD 47R 5%	1206	1	
21	R13	Resistor SMD 1.2K 5%	0805	1	
22	R14	Resistor SMD 2.7K 5%	0805	1	NC
23	R15	Resistor SMD 120K 1%	0805	1	
24	R16	Resistor SMD 18K 1%	0805	1	
25	R17	Resistor SMD 1K 5%	0805	1	
26	BD1	Rectifier Bridge HY DB207S	DBS	1	
27	D2	Rectifier 1N4007	SMA	1	
28	D3 D4	Rectifier FR107	SOD123	2	
29	D5	Rectifier 1N4148	SOD323	1	
30	D6	Schottky MBR20100CT	TO220	1	
31	F1	Fuse 3.15A /250V	Axial	1	
32	Q1	NMOS Infineon 7N65C3	TO220	1	
33	LF1	Common mode Choke 2mH 0.5mm	DIP	1	
34	LF2	Common mode Choke 20mH 0.5mm	DIP	1	
35	U1	IC PWM PR6863E	SOT23-6	1	
36	U2	OPTO PC817C	DIP4	1	
37	U3	Regulator TL431	SOT-23	1	
38	T1	Transformer RM8	DIP	1	
39	CY1	Y1 CAP 222M/400V	DIP	1	
40	CX1	X2 0.22uF/275Vac	DIP	1	
41	RV1	Varistor 10D471	DIP	1	

变压器示意图及参数配置:



1. 磁芯: RM8, PC40 或等同;
2. 原边电感量: $LP=630\mu\text{H} \pm 5\% @10\text{KHZ}, 1\text{V}, 25^\circ\text{C}$;
3. 耐压: 初级对次级 3750Vac; 初级对磁芯 1800Vac;
4. 变压器真空浸漆, 并且磁芯中柱点胶;
5. 磁芯接地。

版本记录

版本	说明	作者	日期
V1.0	初次发布	张国卿	2016.11.23

免责声明

展芯微电子保留对本文档的更改，恕不另行通知！产品提升永无止境，我司将竭诚为客户提供更优秀的服务。

未经我司授权，该文件不得私自复制和修改。

©版权所有 2016 西安展芯微电子技术有限公司 (Xi'an Power-Rail Micro. Co., Ltd.)

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 室

电 话：+86-29-88453176 88451562 88451135（市场部）

传 真：+86-29-88451553 88450476（市场部）

E-mail: zhuli@power-rail.com

深圳办事处

地 址：深圳市南山区高新中三道深圳软件园 1 期 3 栋 202

电 话：+86-755-86366535 86366536

传 真：+86-755-86110083

E-mail : zhulisz@power-rail.com