

开关电源过流保护方法的比较和分析

Comparison and Analysis of SMPS Overcurrents Protection Methods

齐永年 供稿

摘要：“电源”，除了作为电子产品的供电设备所必需具备的性能外，其自身对于过电流、过电压和过热时的保护也是非常重要和必需的。本文对电源的过电流保护问题，介绍了一些方法，并对其各自的特性和使用进行了简要的分析比较。

关键词：开关电源 (SMPS)，过流保护，额定电流，限流

中图分类号：TN86 文献标识码：B 文章编号：1606-7517(2016)03-4-156

1 引言

电源作为一切电子产品的供电设备，除了其性能必需满足供电产品的要求外，其自身的保护措施也非常重要，这些保护包括过电压、过电流和过热等。例如，一旦电子产品出现输入侧短路或输出侧开路时，则电源必须关闭其输出电压，才能保护功率管 MOSFET 和输出侧设备不被烧毁，以及可能引起电子产品被进一步损坏，甚至引起操作人员触电的人生事故及火灾问题。因此，开关电源的过流保护功能非常重要，必须要有完善的措施。

2 开关电源常用的过流保护方式

开关电源的过流保护有多种方式，如图 1 所示，可以分为额定电流下垂型，即“フ”字型，恒流型、恒功率型，多数采用电流下垂型。那么，多大的电流可以称为“过电流”呢？一般所谓的过电流设定值为额定电流值的 110%~130%，通常为自动恢复型。

在图 1 中，①表示电流下垂型；②表示恒流型；③表示恒功率型。

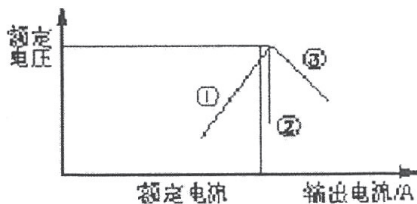
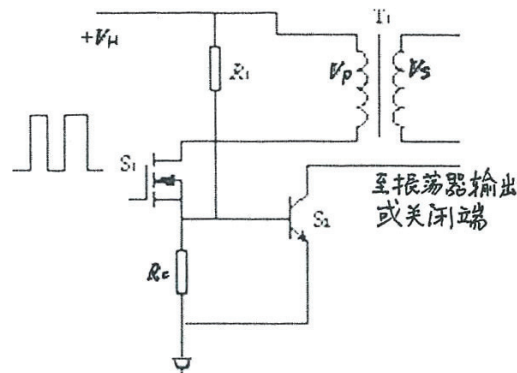


图 1 过电流保护特性示意图

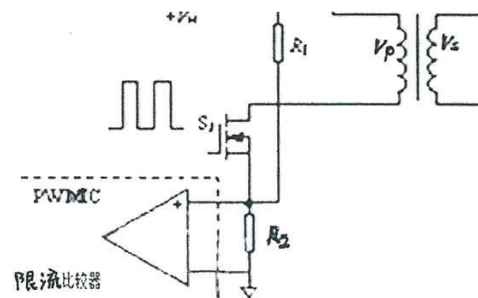
2.1 用于变压器初级直接驱动电路中限流电路

在变压器初级直接驱动电路（如单端正激式变换器或反激式变换器）设计中，实现限流是比较容易的。图 2 示出了在这样的电路中实现限流的两种方法。

图 2 所示电路可以用于单端正激式变换器和反激式变换器。图 2(a) 与图 2(b) 中，在 MOSFET 的源极都串联了一



(A) 晶体管保护



(B) 限流比较器保护

图 2 在单端正激式或反激式变换器电路中的限流电路

个限流 R_{SC} ；在图 2(a) 中， R_{SC} 提供一个电压降驱动晶体管 S_2 导通，在图 2(b) 中，跨接在 R_{SC} 上的限流电压比较器，当产生过流时，可以把驱动电流脉冲短路，从而起到保护作用。图 2(a) 电路与图 2(b) 电路相比较，图 2(b) 的保护电路之反应速度更快更准确：首先图 2(b) 电路把比较放大器的限流驱动的门槛电压预置在一个比晶体管的门槛电压 V_{be} 更精确的范围内；第二，它把所预置的门槛电压取得足够小，其典型值只有 100mV~200mV，因此，可以把限流取样电阻 R_{SC} 的值取得较小，这样就减小了功耗，提高了电源的工作效率。

当交流输入电压在 90V~264V 范围内变化且输出同等功率时，变压器初级的尖峰电流相差很大，这将导致高、低压端过流保护点严重漂移，不利于过流点的一致性。为此，在电路中增加了一个取自 +VA 的上拉电阻 R_1 ，其目的是使 S_2 的基极或限流比较器的同相端有一个预置值，以达到高低端的过流保护点尽量一致。

2.2 用于基极驱动电路的限流电路

在一般情况下，将电源的控制电路和开关晶体管隔离开，都是利用基极驱动电路。变换器的输出部分和控制电路共地。限流电路可以直接和输出电路相连接，其电路如图 3 所示。在图 3 中显示，控制电路与电路共地，其工作原理如下所述：

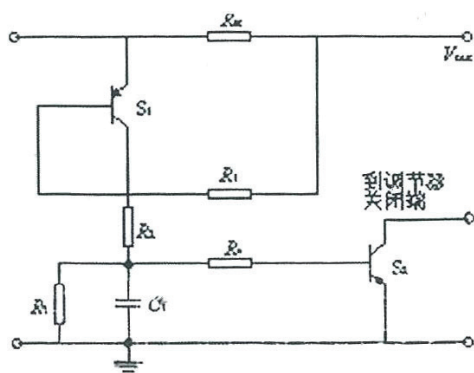


图 3 用于多种电源变换器中的限流电路

电路在正常状态工作时，负载电流 I_L 流过电阻 R_{SC} ，产生的电压降不足以使 S_1 导通，由于 S_1 在截止时 $I_{C1}=0$ ，电容器 C_1 处于未充电状态，因此晶体管 S_2 也截止。如果负载侧的电流增加，使 I_L 达到一个设定值，使得 $I_L R_{SC} = V_{be1} + I_{b1} \cdot R_1$ ，则 S_1 导通，使电容器 C_1 充电，其充电时间常数 $\tau = R_2 C_1$ ， C_1 上充满电荷后的电压是 $V_{C1} = I_{b2} R_4 + V_{be2}$ 。在电路

检测到发生了过流时，为使电容器 C_1 能够快速放电，应当选择 R_4 。

2.3 无功率损耗的限流电路

以上所述两种电路对过流保护是比较有效的，但是由于其中存在 R_{SC} 电阻而降低了电源的效率，尤其是在大电流输出的情况下， R_{SC} 上的功率损耗会明显增加。为解决此损耗问题，提高电源的效率，可以采用图 4 所示电路，利用电流互感器作为检测元件。图 4 所示电路的工作原理简述如下：

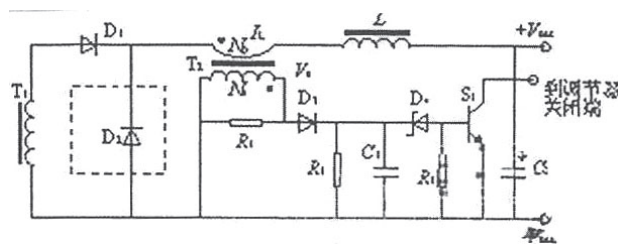


图 4 无功耗限流电路

利用电流互感器 T_2 监视负载电流 I_L ， I_L 在通过互感器初级绕组时，把电流的变化耦合到次级，在电阻 R_1 上产生电压降；二极管 D_3 对脉冲电流进行整流，经整流后的电流由电阻 R_2 和电容 C_1 进行平滑滤波。当发生过流现象时，电容器 C_1 两端的电压迅速增加，使齐纳管 D_4 导通，驱动晶体管 S_1 导通， S_1 的集电极之信号可以用来作为电源变换器调节电路的驱动信号。电流互感器可以采用铁氧体磁芯或钕坡莫合金环形磁芯来绕制，但应经过试验，以确保磁芯不饱和。理想的电流互感器应该达到匝数比是电流比。通常情况下，互感器的 $N_p=1$ （匝），而 $N_s = N_p I_p R_1 / (V_s + V_{D3})$ 。具体的绕制匝数还需经过实验进行调整，以使其性能能够达到最佳状态。

2.4 使用 555 集成模块做限流电路

555 集成时基电路是一种新颖的、多用途的模拟集成电路，有 LM555、RCA555、5G1555 等型号，其基本性能相同，以它们组成的延时电路、单稳态振荡器、多谐振荡器以及各种脉冲调制电路等等，其用途十分广泛，也可以用于直接变换器的控制电路。

555 集成时基电路由分压器 R_1 、 R_2 、 R_3 ，两个比较器，R-S 触发器以及两个晶体管等组成，电路在 5~18V 范围内均能正常工作。分压器提供偏压给比较器 1 的反相输入

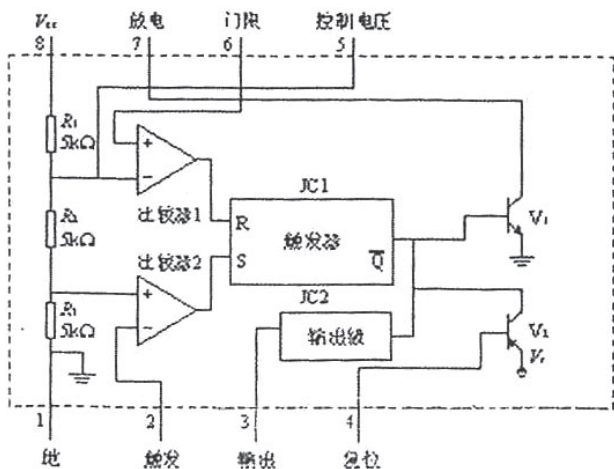


图5 用555集成时基电路的基本框图

端，电压为 $2V_{CC}/3$ ，提供给比较器2的同相输入端的电压为 $V_{CC}/3$ ，比较器的另两个输入端脚2、脚6分别为触发和门限，比较器输出端控制R-S触发器，触发器的输出供给输出级以及晶体管 V_1 的基极。当触发器的输出置高时， V_1 导通，接通脚7的放电电路；当触发器输出为低时， V_1 截止，输出级提供一个低的输出阻抗，并且将触发器输出脉冲反向。当触发器输出置高时，脚3输出的电压为低电平，触发器输出为低时，脚3输出的电压为高电平。输出级能够提供的最大电流为200mA，晶体管 V_2 是PNP管，它的发射极连接内部基准电压 V_r ， V_r 的取值总是始终小于电源电压 V_{CC} ，因此，若将 V_2 的基极（脚4复位）连接到 V_{CC} 上， V_2 的基射极为反偏，晶体管 V_2 截止。

图6所示电路用555模块设计的限流保护电路，其工作原理简述如下：UC384X与 S_1 及 T_1 组成一个基本的PWM变换器电路。UC384X系列控制用集成电路有两个闭环控制回路：一个是输出电压 V_o 反馈到误差放大器的回路，用作与基准电压 V_{ref} 比较之后产生误差电压。为了防止误差放大器产生自激现象，应直接把引脚2对地短接；另一个是变压器初级电感中的电流在 T_2 的次级检测到的电流值在 R_0 及 C_7 上的电压，与误差电压进行比较后产生调制脉冲的脉冲信号。这些回路均在时钟所设定的固定频率下工作。UC384X具有良好的线性调整率，能够达到0.01%V，可以明显地改善负载调整率，使误差放大器的外置电路补偿网络得到简化，使稳定性提高并改善了频率响应，具有更大的增益带宽乘积。UC384X有两种关闭技术：一是将引脚3电压升高超过1V，引起过电流保护开关关闭电路的

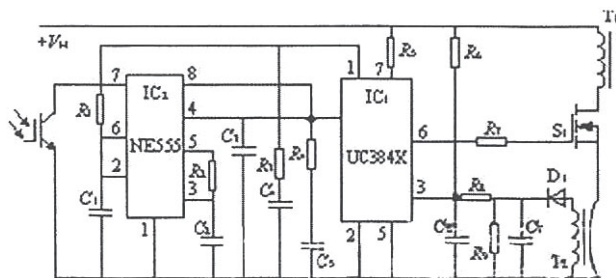


图6 用555模块做限流保护电路

输出；二是将引脚电压降到1V以下，使PWM比较器输出高电平，PWM锁存器复位，关闭输出，直到下一个时钟脉冲的到来，将PWM锁存器置位后，电路才能重新启动。电流互感器 T_2 监视着 T_1 的尖峰电流值，当发生电流过载时， T_1 的尖峰电流迅速上升，使 T_2 的次级电流上升，经 D_1 整流， R_0 及 C_7 平滑滤波，送到 IC_1 的脚3，使 IC_1 的脚1的电平下降（注意：接 IC_1 引脚1的 R_3 、 C_1 必须接成开环模式，如果接成闭环模式则过流时555的引脚7之放电端将无法放电）。 IC_1 的引脚1与 IC_2 的引脚6相连接，使 IC_2 的比较器1同相输入端的电压降低，触发器Q输出高电平， V_1 导通， IC_2 的引脚7放电，使 IC_1 的引脚1之电平被拉低至低于1V，则 IC_1 的输出关闭， S_1 因为无栅极驱动信号而关闭，使电路得到保护。若过流不消除，则重复上述工作过程， IC_1 重新进入启动、关闭、再启动、再关闭的循环状态，即“打嗝”现象状况。而且，在过载期间，重复发生着启振与停振，但停振时间长，启振时间短，因此电源不会过热。这种过负载保护被称为周期保护方式（当输入端的输入电压的变化范围较大时，仍可使高、低端的过流保护点相同）。其振荡周期由555单稳多谐振荡器的RC时间常数 τ 决定，本设计例子中的 $\tau=R_1C_1$ ，直到过载现象消失，电路才可以恢复正常工作。电流互感器 T_2 的选择与2.3所述的互感器计算方法相同。

图6所示的电路，可以用在单端反激式或单端正激式变换器中，也可以用在半桥式、全桥式或推挽式电路中，只要 IC_1 有反馈控制端及基准电压端即可，当发生过流现象时，用555电路的单稳态特性将使电路工作在“打嗝”状态下。

2.5 几种过流保护方式的比较

表1所列为本文中所介绍的几种过流保护方式的比较。

表1 几种过流保护方式的比较

电路模式	所用元器件数量	调试难易程度	保护性能	功耗	对效率的影响
电阻初级限流电路	少	易	差	大	较大
基极驱动限流电路	较少	较易	较差	较大	大
无功耗限流电路	较多	较易	较好	较小	较小
用555作限流电路	多	易	好	小	小

3 小结

笔者在长期研究和使用的情况下，推荐介绍了开关电源的几种过流保护方法。经过比较，其中 555 限流保护方式的性能价格比良好。所以，开关电源选择何种保护方式，

要结合具体的电路变换模式进行相应选择，只有如此，才能使设计的过流保护方式合理、有效和高可靠。

(参考资料)

上接155页

$$P_{fe} = G_{fe} * 1.6 = 155.5 * 1.6 = 248.8W$$

$$P_{总铁} = 11.16 + 248.8 = 259.96W$$

$$T = \left(\frac{539}{0.95} \right) * \left(\frac{259.96}{3557.6} \right)^{0.8} = 69.9^{\circ}C$$

考虑到线包热不平衡因素，取计算值的 1.2 倍， $69.9^{\circ}C * 1.2 = 83.88^{\circ}C > 50^{\circ}C$

备注：矽钢片的价格 = $22 * 155.5 = 3443$ 元

6.2.3 方案三：全超级铁芯 10JNHF600 设计

第三种线包及铁芯尺寸同第一种方案设计一样，只是将铁芯换成 10JNHF600 超级铁芯，则线包的损耗及温升同第一种方案一致，只是铁芯损耗及温升有差异。

铁芯 (10JNHF600) 重量及损耗：

$$G_{铁轭} = 32 * 22 * 6 * 7.53 * 2 = 63.61 (KG)$$

$$G_{芯柱} = 30 * 22 * 6 * 7.53 * 3 = 89.45 (KG)$$

$$G_{总铁} = 63.61 + 89.45 = 153 (KG)$$

查表可知 10JNHF600 在 50Hz (条件下 B 值为 0.48 时) 损耗 (0.35W/KG)

$$P_{铁} = G_{总铁} * 0.35 = 153 * 0.35 = 53.55W$$

查表可知 10JNHF600 在 8kHz (载波电流 5%) 条件下 B 值为 0.024 时损耗 (0.2W/KG)

$$P_{铁} = G_{总铁} * 0.2 = 153 * 0.2 = 30.6W$$

$$P_{总铁} = 53.55 + 30.6 = 84.15 (W)$$

$$T = \left(\frac{539}{0.95} \right) * \left(\frac{84.15}{3557.6} \right)^{0.8} = 28.3^{\circ}C$$

考虑到线包热不平衡因素，取计算值的 1.2 倍， $28.3^{\circ}C * 1.2 = 33.96^{\circ}C < 50^{\circ}C$

备注：超级铁芯 10JNHF600 价格 = $153 * 127 = 19431$ 元

7 应用市场

- 1 Vehicle Charging
- 2 Solar/Wind Power
- 3 UPS
- 4 Inverter
- 5 High Speed railway



参考文献

- [1] TDK 铁芯目录
- [2] JFE 铁芯目录
- [3] CSC 铁芯目录
- [4] 铂科铁芯目录
- [5] 户川治郎《实用电源电路设计》