

高效率同步整流技术在开关电源中的应用研究

王文廷

(中国电子科技集团公司第四十一研究所,安徽 蚌埠 233006)

摘要:介绍了一种高效率同步整流技术在开关电源中的应用研究。重点分析了同步整流电路的工作原理,并给出了电源设计公式。试验结果证明该方法极大地提高了电源的效率。

关键词:高效率;同步整流;SRM4010 模块

中图分类号: TM461 TN86

文献标识码: A

Study on Applications of High Efficiency Synchronous Rectification Technology in Switching Mode Power Supply

WANG Wen-ting

(The 41st Research Institute, CETC, Bengbu 233006, China)

Abstract: An application research of high efficiency synchronous rectification technology in switching mode power supply is introduced, then the operation principle of synchronous rectification circuit is particularly analyzed, and the design formulae of power supply is also given. Experiment results show that the method enhances the efficiency of power supply consumedly.

Key words: high efficiency; synchronous rectification; SRM4010 module

0 引言

随着现代电子技术向高速度高频率发展,电源模块的发展趋势必然是朝着更低电压、更大电流的方向发展,电源整流器的开关损耗及导通压降损耗也就成为电源功率损耗的重要因素。而在传统的次级整流电路中,肖特基二极管是低电压、大电流应用的首选,其导通压降基本上都大于0.4 V。当电源模块的输出电压随着现代电子技术发展继续降低时,电源模块的效率就低得惊人了。例如在输出电压为3.3 V时效率降为80%,1.5 V输出时效率不到70%,这时再采用肖特基二极管整流方式就变得不太可能了。

为了提高效率降低损耗,采用同步整流技术已成为低电压、大电流电源模块的一种必然手段。同步整流技术大体上可以分为自驱动(self driven)和

他驱动(control driven)两种方式。本文介绍了一种具有预测时间和超低导通电阻(低至 $2.8\text{ m}\Omega/25\text{ }^\circ\text{C}$)的他驱动同步整流技术,既达到了同步整流的目的,降低了开关损耗和导通损耗,又解决了交叉导通问题,使同步整流的效率高达95%,从而使整个电源的效率也高达90%以上。

1 SRM4010 同步整流模块功能简介

SRM4010是一种高效率他激式同步整流模块,它直接和变压器的次级相连,可提供40 A的输出电流,输出电压范围在1~5 V之间。它能够在200~400 kHz工作频率范围内调整,且整流效率高达95%。如果需要更大的电流,还可以直接并联使用,使设计变得非常简单。SRM4010模块功能框图如图1所示。

SRM4010模块是一种9脚表面封装器件,模块被封装在一个高强电流接口装置包里,感应系数极低,接线端功能强大,具有大电流低噪声等优异特性。其引脚功能及一般应用方式如表1所示。

收稿日期:2004-07-10

作者简介:王文廷(1970-),男,中国电子科技集团公司第四十一研究所工程师,主要从事高频开关电源研究工作。

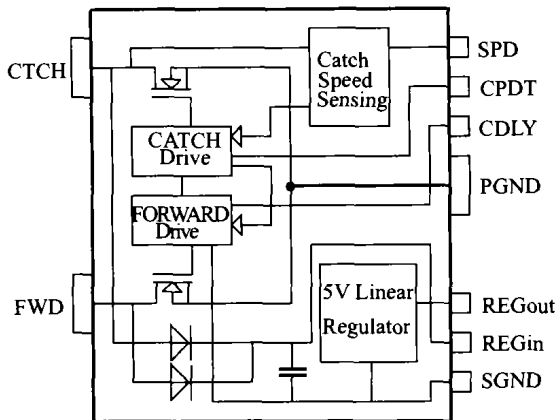


图 1 SRM4010 模块封装图

表 1 SRM4010 引脚功能及应用方式一览表

引脚号	引脚名称	引脚功能	应用方式
1	CTCH	Catch 功率 MOSFET 漏极	接滤波电感和变压器次级正端
2	FWD	Forward 功率 MOSFET 漏极	接变压器次级负端
3	SGND	外控信号参考地	外围控制电路公共地
4	REGin	内部线性调整器输入	可以外接辅助绕组或悬空
5	REGout	5 V 基准输出	可为次级反馈控制电路提供电压
6	PGND	同步整流 MOSFET 功率地	Catch 和 Forward 功率 MOSFET 公共地
7	CDLY	轻载复位电容端	设置变压器轻载时的复位时间
8	CPDT	同步整流预测时间电容端	Catch 同步整流管设置预置时间
9	SPD	振铃鉴别端	区分 Catch MOSFET 导通和振铃

2 SRM4010 同步整流模块的应用实例及其工作原理分析

由 SRM4010 模块构成的同步整流电源原理简

图如图 2 所示。

图 2 中 SRM4010 模块仅和 C_2 、 C_3 两只电容就完成了同步整流功能,其工作原理如下:在初级开关管(V_3)导通期间,模块中的 Catch MOSFET 截止,电流从变压器次级正端流经输出电感、输出电容和负载,在经 Forward MOSFET 回到变压器次级负端;当初级开关管截止时,变压器中电流回零,模块的 1 脚因输出电感的电流因素也下降到 0。在这种情况下,电流流经 Catch MOSFET 的体二极管,随即 Catch MOSFET 导通以减小电压降,体二极管的导通时间要特别短。因为电源工作频率 200 kHz(工作频率的选择见下文 3.1),开关周期为 5000 ns,所以本例中取 50 ns,这一导通时间仅占开关周期的 1%,因此开关损耗就很低。另外,因变压器的磁化电流使模块的 2 脚电压变为正电压,这样就达到了变压器的磁复位,保持变压器线圈中的伏秒平衡。

因为变压器中不能维持直流电压,变压器的开和关的面积要相等。变压器复位后,电压实际上就转化为 Forward MOSFET 体二极管上的轻度电压偏差。这个电压的幅值约为 -0.5 V ,尽管有这个电压存在,因为在这个过程中几乎没有电流流过,也就没有什么功率损耗。当初级开关管导通时,内部控制电路在电压上升之前关闭 Catch MOSFET,并且打开 Forward MOSFET。这样既减少了开关损耗,又避免了交叉导通问题。反之,当初级开关管截止时,内部控制电路在 Catch MOSFET 导通之前关闭 Forward MOSFET,随即打开 Catch MOSFET,同样避免了交叉导通问题。

图 2 中 C_2 是用来设置 Catch 同步整流管的预测时间,它决定了漏极电压上升和栅极电压上升之间的时间,它的典型值是 $0\sim 47\text{ pF}$ 。增大电容值,就会增加预测延迟时间,只要在变换脉冲增加时不产生振铃现象,这一时间应尽可能的短。实验证明

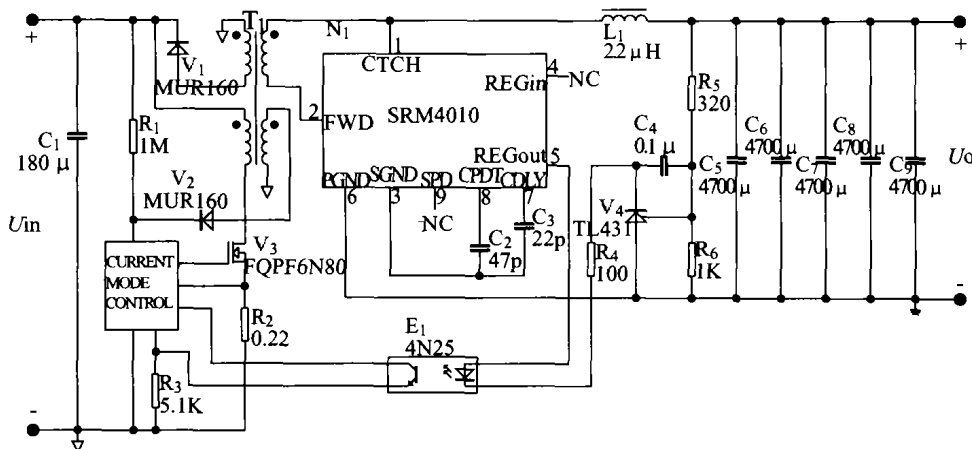


图 2 SRM4010 模块构成的同步整流电源原理简图

当电容值取39 pF时,会产生轻微的振铃现象,所以取标称电容值47 pF,即使在电源启动时也不会产生振铃现象,在电源正常工作时还可以大大提高电源效率。

图2中 C_3 的设置是为了使电源轻载工作时变压器可以达到磁复位。为了达到复位,当Catch MOSFET的栅极导通时,Forward MOSFET驱动电路内置了一个使其截止的时间,电容越大截止时间越长。最恰当的时间是刚好使变压器能够达到磁复位。时间太长就会降低Forward MOSFET的带载能力,而时间太短又会引起变压器轻载时的磁复位问题。

本例中,REGout引脚为控制电路中的光电耦合器提供5 V电压偏置,也大大简化了电源的控制电路。

3 关键电路参数设计实例

举例电路参数: U_1 为176~264 V AC, f 为200 kHz, $D=0.5$, $U_o=3.3$ V, $I_o=30$ A,纹波 $\leq 1\%$ 。

3.1 确定电源工作频率

众所周知,提高电源开关频率,可以相应减小电源体积,但同时开关损耗也急剧增加,工作频率(f)和开关损耗(P_{LOSS})的关系大致为: $P_{LOSS} \propto f^{1.2}$,即开关损耗和开关频率的1.2次方成正比。本例中为了提高电源效率,选择整流模块SRM4010的频率下限200 kHz,这样可以降低电源的开关损耗。

3.2 变压器磁芯的选择

$$A_p = A_e \times A_c = \frac{P_o \times 10^6}{2\eta B_m j K_c K_m} \\ = \frac{3.3 \times 30 \times 10^6}{2 \times 0.91 \times 200 \times 10^3 \times 1500 \times 2.5 \times 0.5 \times 0.5} \text{ cm}^2 \\ \approx 0.29 \text{ cm}^2$$

式中, P_o 为输出功率; η 为要达到的电源效率; B_m 为最大磁通密度; j 为电流密度; K_c 为绕线占空系数; K_m 为电路模式修正系数。

按使用60%的余量计算,需要磁芯功率容量为0.48。查磁芯规格表,最接近的PQ2620的功率容量为0.54,刚好满足设计需要,并有一定的设计余量。

3.3 变压器的各电参数设计

(1) 计算初级绕组的电感量 L_p

$$L_p = \frac{E_{\max}^2 t D^2}{2P_o} = \frac{E_{\max}^2 D^2}{2fP_o} \\ = \frac{(264 \times 1.414^2 \times 0.5^2)}{2 \times 200 \times 10^3 \times 3.3 \times 30} \times 10^3 \text{ mH} \\ \approx 0.88 \text{ mH}$$

$$\approx 0.88 \text{ mH}$$

式中, E_{\max} 为最大输入直流电压; t 为开关周期; D 为占空系数。

(2) 计算变压器初级绕组匝数 N_p

$$N_p = \frac{E_{\max} \times 10^8}{4f(B_m - B_r)A_e} \\ = \frac{264 \times 1.414 \times 10^8}{4 \times 200 \times 10^3 \times (1500 - 500) \times 1.19} \\ \approx 39.2$$

式中, B_r 为剩余磁通密度; A_e 为磁芯有效截面积。取初级匝数为40匝。

(3) 计算变压器次级绕组匝数 N_s

$$N_s = \frac{N_p(U_o + U_F + U_L)(1-D)k}{E_{\min}D} \\ = \frac{40 \times (3.3 + 0.3 + 0.5) \times (1-0.5) \times 1.3}{176 \times 1.414 \times 0.5} \\ \approx 0.86$$

式中, E_{\min} 为最小输入直流电压; U_o 为输出电压; U_F 为设定同步整流电压降; U_L 为滤波电感电压降; k 为设计余量修正系数。

取次级匝数约为1匝,并采用铜箔绕制,这样既满足了大电流输出,又解决了趋肤效应问题。

3.4 计算SRM4010上的最大电流 I_D 和最大反压 U_{DR}

$$I_D = \frac{t_{OFF} U_o}{L_s} = \frac{U_o N_p^2 (1-D)}{L_p N_s^2 f} \\ = \frac{3.3 \times 40^2 (1-0.5)}{0.88 \times 10^{-3} \times 1^2 \times 200 \times 10^3} \text{ A} \approx 15 \text{ A}$$

式中, t_{OFF} 为截止时间; L_s 为次级电感量。

$$U_{DR} \geq \frac{E_{\max} N_s}{N_p} k = \frac{264 \times 1.414 \times 1}{40} \times 1.3 \text{ V} \\ \approx 12.1 \text{ V}$$

本例中SRM4010的电压电流参数为(40 A/20 V),按60%降额也完全符合设计要求。

3.5 计算SRM4010上的功耗及效率

(1) 计算导通损耗 P_d

因为SRM4010管壳的最高温度限制为80℃,按管芯温度高于管壳温度20℃计算,那么SRM4010此时的导通电阻 R_d 为:

$$R_d = R_{d0} (1 + k_T)^{(T - T_0)} \\ = 2.8 \times (1 + 0.012)^{(100 - 25)} \Omega \approx 0.00685 \Omega$$

式中, R_{d0} 为25℃时的导通电阻; k_T 为导通电阻的温度系数; T 为温度。

$$P_d = I_D^2 R_d = 15^2 \times 0.00685 \text{ W} \approx 1.542 \text{ W}$$

(2) 计算开关损耗 P_f

(下转第43页)

小, 电池极板上的活性物质消耗很快, 电池端电压迅速降低; 大电流放电, 由于放电速率大, 有相当部分活性物质得不到充分利用, 降低了极板活性物质的利用率, 容量变小。这样, 实际工作维护中, 为了更充分地利用电池容量, 往往设定的二次下电电压比较低, 电池可以在一定电压冗余范围内继续放电, 直到电池保护。从另一个角度分析, 相对于小电流放电, 电池电压下降不明显, 电池放电比较彻底, 在相同的终了电压条件下, 小电流放电放出更多的容量。如果二次下电和电池保护电压设定过低时, 容易造成电池过放, 影响电池寿命。

除了以上情况外, 开关电源的可靠性和精度以及对电池的维护也直接影响到电池寿命。目前, 开关电源品种繁多, 它们在工艺、性能、价格及适应性方面有着一定的差别。在电源选型时主要参考高可靠、低耗、低噪声、抗干扰和模块化, 还有价格这几个指标。在实际维护中, 开关电源设定值应在一定允许范围内, 不能有较大的误差。以二次下电电压和电池保护电压设定为例, 如果动作电压与设定电压相比过大, 开关电源应该动作时没有及时响应, 将会造成直流中断频繁或者造成电池过放。以 -48 V 直流系统为例, 一般电池保护电压设定为 43.2 V, 如果开关电源精度不够高, 电池电压到该设定值以下时开关电源还没有使电池和负载断开, 电池很容易过放损坏, 影响寿命。电源维护人员应根据开关电源和电池的实际情况, 动态地调整各种设定值, 有

效安全地使用电池。

目前, 投入和正在建设中的各个局站的动力环境集中监控距离用户的实际需要仍然还有差距。比如: 动力环境集中监控系统还未能对电源设备进行完全与现场实地相同的设定、操作。比如: 二次下电电压点设定、电池保护电压点的设定等。当前, 用户在维护电池过程中, 仍然必须到各局站对电池进行全面测试的放电实验(需投入人力、时间等), 电池的不定期的补充充电则很难进行, 所以对电池的维护有很大难度。现在一般的维护手段仅是: 发现电池损坏后更换, 几乎没有能力进行进一步的处理。

因此, 在各局站的动力环境集中监控系统中, 应考虑到用户对电池维护方面的需要。如在监控系统的软件上能提供电池方面的管理和维护模块的信息。如浮充电压、均充电压的设定、充电时长的设定等, 还可以加入对电池的使用情况的分析、结论, 为电源设备的合理运行提供最基本的技术支撑。如果有可能的话, 还应该可以为用户开发电池方面的管理接口, 让用户根据自己的实际情况对电池进行更进一步的测试、充放电等方面的管理。

综上所述, 正确地使用高频开关电源, 合理的对电池充电和放电, 不仅可以延长电池的使用寿命, 而且可以减小设备投资, 提高工作效率和减轻维护工作量, 同时也保证了通信系统的正常运行。高频开关电源有效配合蓄电池作为动力源泉, 无疑为提高通信可靠性提供了一条好的解决方法。

(上接第 35 页)

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{1}{2} C_{oss} U^2 f \times 4 \\ &= \frac{1}{2} \times 9.5 \times 10^{-9} \times 12.1^2 \times 200 \times 10^3 \times 4 \text{ W} \\ &\approx 0.556 \text{ W} \end{aligned}$$

式中, C_{oss} 为 SRM4010 中 MOSFET 的源漏极间电容; U 为 SRM4010 中 MOSFET 的源漏极间开启电压。

(3) 计算 SRM4010 效率

$$\begin{aligned} \eta_d &= \frac{P_o - P_d - P_f}{P_o} \times 100 \% \\ &= \frac{3.3 \times 30 - 1.542 - 0.556}{3.3 \times 30} \times 100 \% \\ &\approx 97.88 \% \end{aligned}$$

由此可见, 本例的同步整流效率是相当高的, 即使考虑由于引线阻抗、引线感抗以及模块内控制电路功耗等因素的影响, 效率是也是很高的。从下面的实验结果也可以说明这一点。

4 实验结果

通过用 LeCroy 公司生产的电源专用示波器测

试, 得到本电源设计的主要试验结果如下:

输出功率 $P_o = 99.7 \text{ W}$; 纹波峰-峰值 $U_{p-p} \leq 0.89 \%$; 电压调整率 $S_V \leq \pm 0.94 \%$; 电流调整率 $S_I \leq \pm 1.42 \%$; 电源效率 $\geq 92.1 \%$; 同步整流效率 $\geq 96.3 \%$ 。

5 结束语

根据上述理论, 成功设计了一种高效率同步整流开关电源, 不仅证明了设计方法的正确, 而且整个电路设计简洁, 电源的效率也得到很大提高。

参考文献:

- [1] 叶慧贞. 开关稳压电源[M]. 北京: 国防工业出版社, 1993.
- [2] 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001.
- [3] 张占松. 高频开关稳压电源[M]. 广东: 广东科技出版社, 1993.