

用低压 MOS 管设计高压开关电源的实现方法

宋志强, 王 军, 丁传东

(西华大学电气信息学院, 四川 成都 610039)

摘 要:在传统开关电源设计基础上,提出了一种可以有效防止开关管被击穿的变频器电源的设计方法。分析了开关电源中的核心问题,即变压器反馈电压的产生及其所带来的危害,进而设计了一种基于电压调节芯片 SG3525 的双端推挽式开关电源,消除了三相开关电源中 MOS 管由于承受电压过高而被击穿的可能,并对所设计电源的性能做出评估。

关键词:开关电源;SG3525;脉宽调节;MOS 管

中图分类号:TM921.51

文献标识码:A

目前半导体中的普通开关管耐压一般最高为 1 500 V,在三相单端反击开关电源中整流后的直流电压可达 600 多伏,经变压器感应后输出到开关管的电压是直流电压的两倍多,已经接近开关管耐压极限。由于受到电网电压波动的影响,以及目前功率元件的制作工艺的制约,普通三相开关电源的开关管经常被击穿,这在三相开关电源及大功率变频器故障中占了很大的比例。

本文针对上述问题提出了一种有效防止开关管被击穿的三相双端开关电源设计方法,使功率管所承受电压减少到单端电源开关管的一半,大大降低了 MOS 管被击穿的可能性,经调试后的电源稳定可靠,在电网电压波动较大的情况下仍能工作,保持良好的输出。

1 单端开关电源的缺点

1.1 单端反激电源中的电压电流分析

在提出本设计之前首先来分析一下单端开关电源存在的缺点。

反激变换器电路如图 1 所示。其特点是原边主功率开关管与副边整流管的开关状态相反,当前者导通时后者不通,前者截止时后者导通。单端变换器(反激、正激式)与双端变换器(推挽、半桥、全桥式)的本质区别,在于其高频变压器的磁芯只工作在第一象限,即处在磁滞回线的一边。反激变换器变压器原、副边电流示意图如图 2 所示。

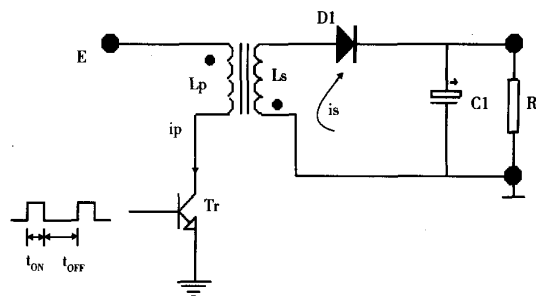


图1 反激变换器电路

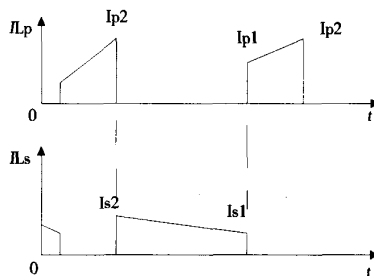


图2 原、副边电流示意图

晶体管 Tr 导通时,可以把变压器看作一个电感,输入加在原边,原边电流将会线性增加: $i_p = (E/L_p) \times t$ (E 为电源电压, I_p 为原边电流, L_p 为原边等效电感)。磁芯内的磁感应强度将从 B_r 增加到工作峰值 B_{w} 。导通结束时,原边电流幅值为:

$$I_{p2} = \frac{E}{L_p} \times t_{on} + I_{p1} \quad (1)$$

收稿日期:2006-04-05

基金项目:四川省教育厅重点项目(2005A117)

作者简介:宋志强(1979-),男,山西省阳泉市人,硕士研究生,主要研究方向:电力传动。

副边绕组电压为:

$$V_{LS} = E \sqrt{\frac{L_S}{L_P}} \quad (2)$$

当 T_r 关断时,原边电流必定降到零,副边两端感应电压极性反向,整流二极管 $D1$ 导通,变压器储能开始释放,副边电流线性下降。经变压器耦合在原边又形成一个上负下正的反射电压:

$$V_{OR} = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} \times V_O \quad (3)$$

在磁化电流的临界状态和非连续状态下, T_r 截止时间大于或等于副边绕组电流降到零的时间,在新的周期开始 T_r 又导通时,原边电流从零开始线性增大。 T_r 导通期间储存在变压器中的能量为:

$$W_L = \frac{1}{2} L_P \times I_{P2}^2 \quad (4)$$

若不考虑损耗,则输入、输出功率相等,所得输出电压为:

$$V_O = E \times t_{ON} \times \sqrt{\frac{R_L}{2L_P T}} \quad (5)$$

由上式可知,在磁化电流的临界状态和非连续状态下,通过改变占空比就可以调节输出电压,同时负载电阻越大则输出电压越高,负载电阻越小则输出电压越低。因此空载时,会出现输出电压过高的现象。当 T_r 截止时,设 V_O 为副边电压, V_{LP} 为原边绕组上的感应电压,则 T_r 所承受的电压为:

$$V_{CE} = E + V_{LP} = E + \frac{N_P}{N_S} V_O \quad (6)$$

在磁化电流的连续状态下, T_r 截止时间小于副边绕组电流降到零的时间,在新的周期开始 T_r 又导通时,原边电流从初始值 I_{p1} 而不是零开始线性增大。

1.2 三相电源输入电路存在的问题

从以上分析可以看到:单端反击开关电源工作时开关管所承受的电压包括两部分,直流电源电压和变压器感应电压。根据式(6),可计算出 MOS 管的漏极所承受的电压基本为 2 倍的原边电压,若采用三相输入电源,整流后为 $380 \times \sqrt{2} = 537.32$ V。考虑到电网电压波动最高电压可达到 420V,则整流后为 593.88 V。在反激变换器中,副边反射电压即反激电压 V_f 与输入电压之和不能高过主开关管的耐压,同时还要留有一定的裕量(一般为 200~300 V)。那么最后就得到了开关管应具有耐压为:

$$V_{MOS} = 593.88 + 593.88 + (200 \sim 300) \approx 1400$$

~1500 V (7)

在市场上能买到的 MOS 管中最高耐压的也只有 1500V。可见单端反击开关电源对开关管的耐压要求很高。还有一点需要说明的是当对单端电源的脉宽调节不当时,对 MOS 管会构成很大威胁。因为变压器两端能量守恒,所以在负载不变的情况下变压器在每个周期内传输的有效电压不变,因此就出现了图 3 所示的两种占空比,很明显后者电压的峰值很高,假如在调试阶段给定了错误的占空比,这时加在开关管上的电压已远超过它所能承受的电压,开关管会马上被击穿。

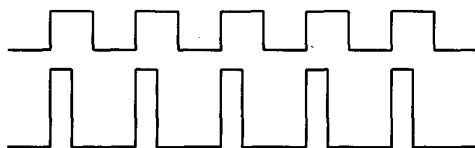


图3 驱动模块的两种占空比

1.3 方法的提出

问题的关键在于如何减少开关管漏极所承受的电压,如果采用两个管子来代替一个管子,两个管子各自承担的电压就会减少一半,因此采用双端电源就能解决此问题。SG3525 是一种开关电源集成控制器,采用了先进的脉宽调制(PWM)控制,工作频率高于 200 kHz;工作电压范围为 6~40 V,内基准电压为 5 V,基准源负载能力达 50 mA;内开路集电极,发射极驱动管的最大输出电流为 100 mA,采用它所实现的双端推挽电路很好的解决了开关管漏极承受电压过高的问题。

双端驱动方式见图 4,当直接驱动低功率变压器时,两个开关管轮流导通。在 5 脚与 7 脚间加的死区电阻保证了两个管子不能同时导通,这样开关管就可以工作在很安全的状态下。

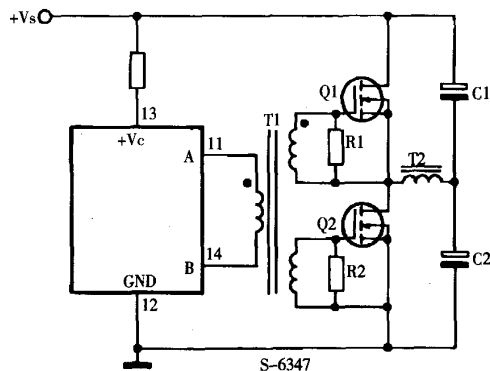


图4 双端驱动方式

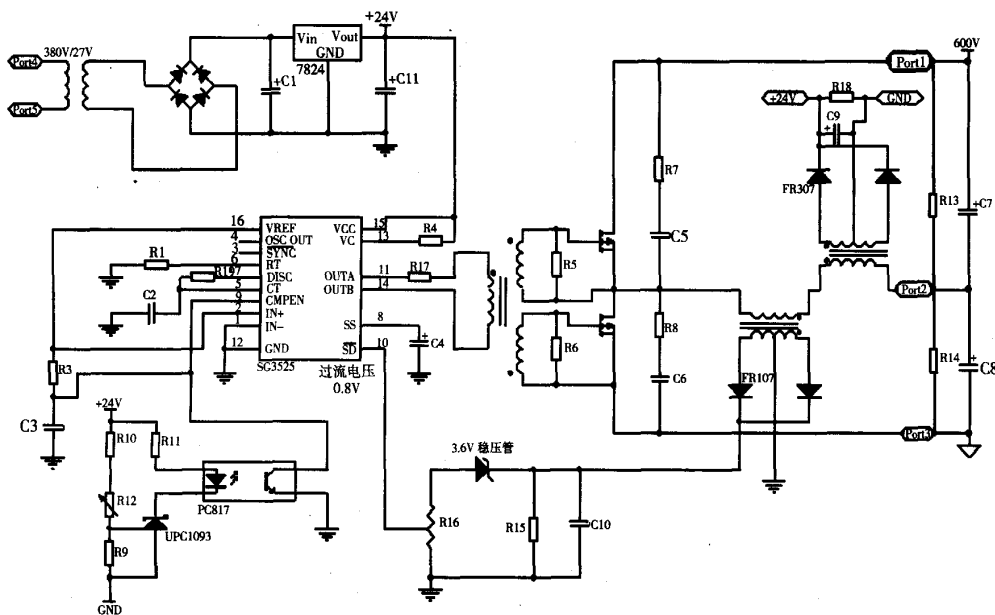


图 5 开关电源电路图

2 应用电路的设计及结论

2.1 电路设计

本设计的由 SG3525 组成的开关电源电路如图 5 所示。

振荡频率可由以下公式算出：

$$f = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)} \quad (8)$$

式中, R_D 为 5 脚和 7 脚间接的死区电阻, $R_T = 3.6k$, $C_T = 10nF$, $R_D = 0$ 时 $f_{OSC} = 40kHz$ 。

采用 +24V 电压作为反馈电压, 反馈电路由 UPC1093 及线性光耦组成。采样信号通过 PC817 经隔离送给驱动模块形成负反馈, 输出电压可通过 R12 进行调节。启动电源由 7824 提供, 当上开关管导通下开关管截止时电流走通道 1, 当下开关管导通上开关管截止时电流走通道 2, 输出多余能量由 R7, R8, C5, C6 吸收, R18 保证了电源不会空载。MOS 管的漏极所承受的电压基本为

600V, 考虑到裕量, 可选用 900V 的 MOSFET。由 10 脚引出的过流保护电路可在 0.8V 的时候对电路进行保护, 既 $V_{ShutdownThreshold} = 0.8V$ 。经测试当输出电流为 0.2A 时 R15 电压为 0.56V, 加上快恢复管的压降 0.7V 后等于 1.26V, 把最大允许电流默认为 2A, 得到 R15 与快恢复管电压和为 12.6V, 因此 R15 就有 11.9V, 再减去稳压管的 3.6V, 最后就有 8.3V 给了 R16, 因为 10 脚的门限电压为 0.8V, 所以调节可调电位器的旋钮使 10 脚对地电阻大小为 $0.9638k \approx 1k$ 就可以设置好过流保护。

2.2 调试结果

经调试电路运行稳定, 由于在高低压之间采取了有效的隔离, 电路可对各种低压器件直接供电。当电源加了 1A 的负载后两个 MOS 管状态良好, 均不过热。在输出 2A 时过流保护启动, 调节 R12 可使电源输出在 15~25V 的范围内。电源带负载能力较硬, 整个电路安全可靠。

3 结论

本文通过对开关电源变压器感应电压产生的分析以及对调试后电源性能的评估, 证明了本电路可有效延长开关电源中开关管的寿命, 在电路设计上简单可靠, 对变压器的绕制工艺要求以及对开关管耐压要求比单端反击电源降低了很多。本电源特性温和, 使用安全可靠, 在对三相开关电源可靠性要求较高的情况下是一种较好的选择。

(下转 85 页)

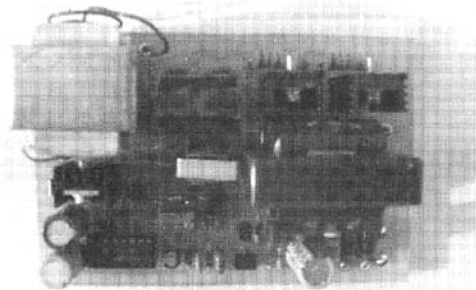


图 6 调试后的电源外观图

从图5中可以看出,在整个可用的传输率范围内,多重描述编码(MDC1和MDC2)的性能优于分层编码(Layered Coding, LC),而且性能的差异非常明显。从70kbps到90kbps的传输率范围内,相差2dB左右。这是因为多重描述编码的组合容错能力要优于分层编码,受丢包的影响较小。

4 结论

本文讨论了通过因特网传送分层编码和多重描述编码图象的问题,并从信噪比的角度评估了两类编码的性能差异。分层编码的比特率可变,便于实施速率控制,但对于传输损耗较为敏感。相反,多重描述编码对于传输损耗则不敏感,因为MDC创建了多个可独立译码的数据流。从上面的比较可以看出不同编码技术的性能差异,其中一个重要的影响因素是传输方案的选择。在适当考虑了图象数据单位的重要性及相互关系的优化方案中,分层编码技术优于多重描述编码。而在按顺序传输的方案中,多重描述编码明显优于分层编码。这说明对于网络视频流的传输,选择合适的编码技术与适当的传输方案同样重要。作者相信这些分析和比较对于在网络视频流的传输中,对编码技术与传输方案的选择

具有实际意义。

参 考 文 献

- [1] M. Ghanbari. Two-layer Coding of Video Signals for Vbr Networks[J]. IEEE J. Selected Areas in Communications, 1989, (7).
- [2] ISO/IEC. Information Technology -- Coding of Audio-video Objects: Visual(MPEG4)[S]. Final Committee Draft 14496-2, JTC1/SC29/WG11, Tokyo, 1998, Mar.
- [3] Telecom. Standardization Sector of ITU. Video Coding for Low Bitrate Communication[S]. ITU-T Recommendation H.263 Version 2, 1998, Feb.
- [4] W. T. Tan and A. Zakhor. Multicast Transmission of Scalable Video Using Receiver-driven Hierarchical FEC[J]. in Proc. International Packet Video Workshop, New York, 1999, Apr.
- [5] P. A. Chou, etc. Error Control for Receiver-driven Layered Multicast of Audio and Video[J]. IEEE Trans. Multimedia, 2001, (3).
- [6] J. Shin, etc. Quality-of-service Mapping Mechanism for Packet Video in Differentiated Services Network[J]. IEEE Trans. Multimedia, 2001, (3), no. 2.
- [7] 张旭东. 图像编码基础和小波压缩技术--原理、算法和标准[M]. 北京:清华大学出版社, 2004.
- [8] 刘 峰. 视频图像编码技术及国际标准[M]. 北京:北京邮电大学出版社, 2005.

(编校:夏书林)

(上接 82 页)

参 考 文 献

- [1] 扬 旭,等. 开关电源技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2004.
- [2] 常敏慧,等. 开关电源应用、设计与维修[M]. 北京:科学技术文献出版社, 2004.
- [3] 李爱文. 现代通信基础开关电源的原理和设计[M]. 北京:科学出版社, 2001.
- [4] 邓彦彦,陈绍聂,吕征宇. 一种简易的并联开关电源均流方案[J]. 电力电子技术, 2006, 40(4).

- [5] 刘星平. 采用脉宽调制器 SG3525 控制的新型单相交流调压电路[J]. 电工技术(工业技术), 2002, (02).
- [6] 陈国成. 新型电力电子变换技术[M]. 北京:中国电力出版社, 2004.
- [7] 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.
- [8] Erickson R W. Fundamentals of Power Electronics (Second Edition)[M]. Norwell: Kluwer Academic, 2001.
- [9] J. Michael Jacob. Power Electronics: Converters, Applications, and Design[M]. Beijing: Higher Education Press, 2004.

(编校:夏书林)