

一种易于实现 PWM-PFM 控制的全桥驱动电路的研究

李明 贵洪奇 姜三勇 哈尔滨工业大学电气工程系 (哈尔滨 150001)

摘要: PWM 型开关电源在对主电路中的功率开关进行控制时,需要在功率开关和控制电路之间设置隔离驱动电路。本文通过分析全桥变换器驱动电路中利用脉冲变压器实现功率开关和控制电路的隔离驱动时所存在的缺点,提出了一种利用单稳态触发器和脉冲变压器设计的隔离驱动电路,通过实现从 PWM 控制到 PFM 控制的转换,在克服了原有隔离驱动电路所存在问题的同时,不仅实现了开关电源的宽范围输出,还提高了电源工作的可靠性。文中提出的全桥变换器驱动电路已在 1400W 宽范围输出的恒流电源中应用,证明了这种方法的有效性及其优点。

叙词: 全桥 隔离 脉冲变压器 单稳态触发器

1 引言

传统的 PWM 型开关电源在实现对主电路中的功率开关的控制中,大多采用脉冲变压器或光电耦合器实现控制电路和主电路的隔离。无论是普通光耦,还是采用光纤传导代替光信号的空间传导的光耦,在隔离驱动中都存在着难以实现高频化以及驱动用辅助电源较多等问题^[1],所以在现行的高频开关电源制作过程中,还经常使用脉冲变压器实现隔离驱动。但在利用脉冲变压器实现隔离的驱动电路中,当控制芯片输出的驱动脉冲信号宽度变窄到一定程度时,脉冲变压器就会发生振荡,并使整个电路发生振荡,导致电路进入不稳定工作状态,不但降低了电源工作的可靠性,还限制了开关电源的输出调节范围,甚至会发生损坏功率开关器件等故障。因此,如何实现 PWM 型开关电源的宽范围输出,便成了许多电源制作者考虑的问题。本文针对上述问题,提出一种利用单稳态触发器和脉冲变压器设计的全桥变换器驱动电路。

2 脉冲变压器振荡机理分析

脉冲变压器作为全桥变换器隔离驱动电路的核心器件,其设计要求就是要使驱动信号具有最小的波形失真,驱动脉冲的前、后沿有合适的陡度,脉冲顶部平稳,并尽量减小窄脉宽时的振荡。变压器的脉冲前沿、后沿阶段的等效电路分别如图 1(a)、(b)所示^[2]。

R_1 —脉冲变压器一次侧绕组直流电阻和脉冲源电阻之和;
 L_1 —有效漏感;
 C_0 —折算到一次侧绕组的总分布电容;
 R_2 —折算到一次侧的二次侧绕组直流电阻和负荷电阻之和;
 L_M —视在励磁电感。

由文献[3]可知,脉冲前沿过程中,电路的振荡特性参数 ζ 满足下述关系,即

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{1+r_R}}$$

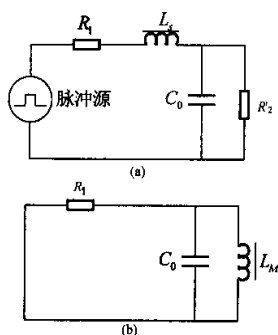


图 1 脉冲变压器等效电路

式中 $r_R = R_1/R_2$ 。

脉冲前沿相对宽度与振荡特性参数 ζ 有关, ζ 越小,脉冲前沿的相对宽度越小,脉冲前沿变陡,有利于开关管的快速驱动导通。在脉冲的上升沿,变压器绕组间漏感、绕组和变压器其他结构零件间的分布电容开始储能,变压器电路中发生复杂的振荡过程;在脉冲的下降沿,由于分布电容和励磁电感的储能在该阶段释放,形成 RLC 并联电路振荡。当脉宽窄到一定程度时,前后振荡相继,脉冲变压器电路中产生强烈的振荡过程,导致脉冲变压器的输出波形畸变。

适当选择脉冲变压器的设计参数,可以使上述问题得到大为改善。比如,合理选择绕组匝数对脉冲前沿的好坏有着直接的影响,为减小脉冲变压器输出波形的前沿失真,就要使漏感和分布电容减少到最小值,减小的方法除改善绕组结构形式外,最有效、最简单的方法是提高变压器 ΔB 的值、减小绕组的匝数,使脉冲前后沿陡直。虽然选择具有高 B_s 、低 B_r 、高脉冲磁导率 μ_p 的磁性材料可进一步起到优化设计的作用,但脉冲前后沿的振荡不能完全消除。当脉宽窄到一定程度,变压器的输出脉冲表现为振荡波形。使整个电路进入振荡工作状态,甚至会使开关

管误导通、烧坏开关管。

通过以上分析可知,脉冲变压器的振荡是由寄生参数引起的,所以仅对脉冲变压器进行优化设计还不能从根本上解决问题。

3 PWM 和 PFM 交替的隔离驱动电路

为解决利用脉冲变压器构成的隔离驱动电路,当控制电路的输出驱动脉冲宽度降低到一定程度时产生的振荡问题,设计了如图 2 所示电路。图 2 电路利用单稳态触发器和脉冲变压器构成,适合在全桥变换器中应用。

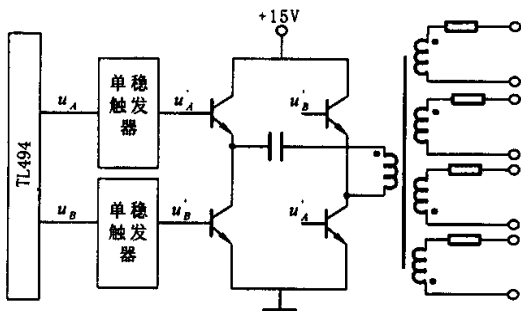


图 2 全桥驱动电路原理图

在图 2 电路中,要求单稳态触发器输入信号的逻辑电平在无触发时是高电平,大于 $\frac{2}{3} V_{CC}$;触发电平低电平小于 $\frac{1}{3} V_{CC}$ 。通过合理设计单稳态触发器定时元件 R、C 的参数,使其暂稳态时间 t_{po} ($t_{po} = 1m3 \cdot RC \approx 1.1RC$) 固定^[4]在一个合适的数值上。显然应使暂稳态时间 t_{po} 稍大于脉冲变压器临界振荡脉宽时间 t_{min} 。

当开关电源控制电路 TL494 输出的驱动脉冲信号占空比较大时,TL494 的输出脉冲为脉宽较宽的矩形波(信号从集电极取出),使得触发脉冲以低电平输出给单稳态触发器,触发有效。当暂稳时间 t_{po} 结束时,触发信号仍然存在,输出与输入反向,此时单稳态触发器不影响 TL494 输出的驱动脉冲信号的脉冲宽度。这时电路工作在完全意义的 PWM 工作方式下,无论是入端电网电压的变化,还是电源输出侧负载的变化,都可以通过调整驱动脉冲的宽度实现恒流输出。与传统的 PWM 控制方式相比,只是多了个中间环节而已,没有其他不同之处。其工作过程如图 3 所示。

当要求低压输出时,TL494 的输出脉宽随着变窄,开关管的导通时间变短,当脉冲的宽度 t_{on} 达到单稳态触发器的暂稳时间 t_{po} 时,控制电路工作在 PWM 控制和 PFM 控制转换的临界状态,单稳态触发器的输出脉冲宽度与输入脉冲宽度相同。

如果要求电源输出更低时, $t_{on} < t_{po}$ 。此时的单稳态触发器在暂稳时间结束后,触发信号已经消失,其输出脉冲宽度 t_{po} 不再变化。只要 TL494 在固定周期内有脉冲输出,无论脉冲窄到多么

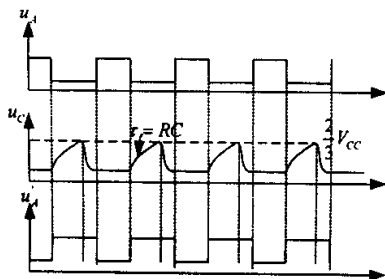


图 3 PWM 工作模式

小,经过单稳触发器后,驱动脉冲宽度都是 t_{po} ,开关管上的驱动脉冲信号宽度都大于隔离变压器产生剧烈振荡的脉冲宽度,但经过反馈控制后其输出脉冲已不再是固定频率的脉冲信号了,此时工作方式进入 PFM 控制状态。如果 TL494 的误差放大器的给定电压再降低,经过单稳触发器之后输入到脉冲变压器原边侧的脉冲宽度仍是 t_{po} ,可以保证脉冲变压器的输出驱动脉冲波形不失真,只是随给定电压的调整,脉冲之间的时间间隔变长了,工作原理如图 4 所示。可见,达到了不借助其他辅助方式就可以实现输出在较宽范围内调节的目的。

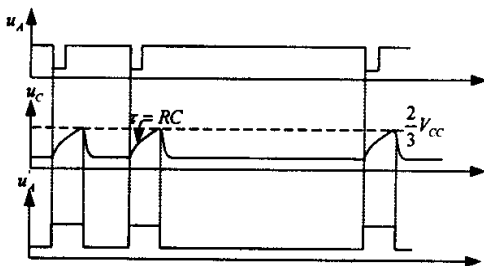


图 4 PFM 工作模式

4 实验结果及分析

用以上方法设计的全桥驱动电路已应用到 1400W 全桥恒流电源中,不同工作状态的控制脉冲波形如图 5 所示。图 5(a)是在输出电流 1.5A、电压 620V 时的驱动波形,可以看出是 PWM 控制方式;图 5(b)是在输出电流 1.5A、电压 60V 时的驱动波形,显然这时已变为 PFM 控制方式了。

实际结果完全实现了最初的设计要求,在恒流输出的基础上,输出电压可以实现从 40V 到 700V 的宽范围连续调节。

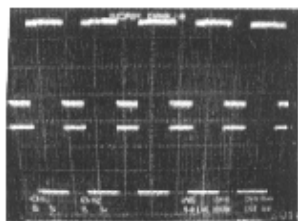
5 结论

通过设计这种简单的驱动电路,实现了 PWM-PFM 结合的控制方式。在中小功率开关电源中应用,可解决开关电源的低压启动、输出电压(或电流)宽范围调节等问题。但使用时,应注意单稳态触发器的使用,会导致 TL494 输出的两路驱动脉冲信号有一定程度的滞后,不宜用于开关频率过高(如 200kHz 以上)的开

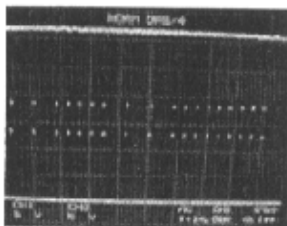
关电源中。

参考文献

- [1] 陈坚. 电力电子学[M]. 高等教育出版社, 2002
- [2] 郭胜强等, IGBT 驱动脉冲变压器工作过程的分析及参数选择[J], 电焊机, 2001(8)
- [3] 美国电气协会, IEEE 脉冲变压器标准[J]. 电子变压器技术, 1996。
- [4] 皇甫正贤, 数字集成电路基础[M], 南京大学出版社, 1994



(a) PWM工作方式时的抖动波形



(b) PFM工作方式时的驱动波形

(上面为 TL494 输出波形, 下面为脉冲变压器输出波形)



作者简介

贯洪奇, 男, 38 岁, 博士后, 副教授 研究方向为特种电源技术和有源功率因数校正。

李明, 男, 26 岁, 硕士生, 研究方向为电力电子与电力传动。

图 5 控制电路输出波形

(上接第 79 页)

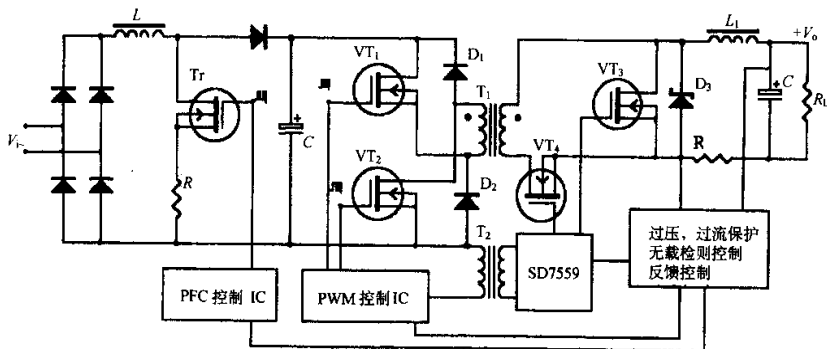


图 5 双晶体管正激式同步整流变换器原理框图

端为 0.35W, 高端为 0.65W 具有恒流保护功能, 短路保护, 过压保护及过热保护功能; 电磁干扰性符合 FCC CLSPR CLASS-B 级要求。该产品现已定型批量生产。

5 结论

通过分析比较, 电源适配器类产品量大, 价格低廉, 可靠性

要求高, 体积小, 待机功耗低, 安全, 低 EMI, 低电网谐波等要求极高, 只有选择好合适的线路拓扑, 施以必要的技术措施才能满足市场的要求。本文主要介绍了设计方案的思路, 想起到抛砖引玉的作用, 希望广大同行如有更好的方案一起探讨。