

峰值电流控制在移相全桥变换器中的技术研究

李 宏, 荣 军

(西北工业大学, 陕西 西安 710072)

摘要: 主要讨论了峰值电流模式控制的斜坡补偿原理和意义, 设计了移相全桥零电压开关控制电路中的斜坡补偿电路。最后结合模拟控制芯片 UC3875 设计了实验电路, 并给出了实验结果。实验结果表明, 峰值电流控制在移相全桥电路中有良好的应用效果和很高的实用价值。

关键词: 变换器 / 峰值电流模式; 斜坡补偿

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2008)01-0081-03

The Technology Study of Peak-current-control Technique in Phase-shift Full-bridge Converter

LI Hong, RONG Jun

(Northwest Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: The principle and the meaning of slope compensation in peak current mode control were analyzed, and the slope compensation in phase-shift full-bridge of zero-voltage-switching circuit was presented. The experimental circuit with analog IC of UC3875 was designed. The experimental results prove the peak-current-mode-control in phase-shift full-bridge circuit achieves good effect and high availability.

Keywords: converter / peak current mode; slope compensation

1 引言

随着我国科技的发展和工业化进程的进一步提高, 对通信开关电源和电力操作直流电源的效率、功率密度、可靠性和抗电磁干扰性能等提出了更高的要求。因此就需要采用新的主电路拓扑结构和 PWM 控制模式。目前研究较多的是移相全桥软开关 PWM 变换器的电路拓扑, 其 PWM 控制模式有电压模式控制和电流模式控制两种。传统的开关电源普遍采用电压模式控制的 PWM 技术, 但在此控制模式下系统的动态响应速度比较慢。峰值电流模式控制的 PWM 技术正是针对电压模式控制 PWM 技术的缺点发展起来的。该模式控制因具有动态响应速度快, 补偿电路简化, 增益带宽大、易于均流等优点而被广泛应用^[1]。在移相全桥变换器中, 控制策略多采用峰值电流模式控制。

2 基本原理及特点

2.1 峰值电流模式控制的基本原理^[1]

图 1 示出峰值电流模式控制的 PWM 原理图。可见, 它是一个双闭环控制系统, 电压外环控制电流内环。其基本原理是: 输出电压 U_o 与参考电压 U_{ref} 经误差放大器 EA 放大后, 得到一个误差电压信号 U_e 。 U_e 再与电感电流的采样电压 U_i 比较, 由恒频时钟脉冲置位锁存器输出脉冲。当 U_i 幅度达到 U_e 时,

PWM 比较器反转, 锁存器复位, 驱动撤除, 功率管关断, 电路逐个地检测和调节电流脉冲, 由此控制电源输出的电压。

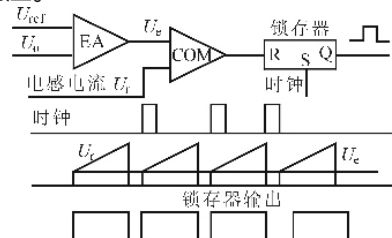


图 1 峰值电流模式控制 PWM 原理图

2.2 峰值电流模式控制的特点^[2]

峰值电流模式控制 PWM 是双闭环控制系统, 电压外环控制电流内环。电流环只负责输出电感的动态变化, 而电压环仅需控制输出电容, 不必控制 LC 储能电路。因此峰值电流模式控制 PWM 具有比电压模式控制大得多的带宽。

峰值电流模式控制的优点有: 良好的线性调整率和快速的输入输出动态响应; 固有的逐个脉冲电流限制, 简化了过载保护和短路保护, 在推挽电路和全桥电路中具有自动磁通平衡功能; 消除了输出滤波电感带来的极点和系统的二阶特性, 使系统不存在有条件的环路稳定性问题, 具有最佳的大信号特性; 多电源单元并联易于实现自动均流。

其缺点有: 需要双环控制, 增加了电路的设计和分析难度; 电流上升率不够大, 在无斜坡补偿时, 当占空比 $D > 50\%$ 时, 控制环变得不稳定, 抗干扰性能差; 控制信号来自输出电流, 功率级电路的谐振会

定稿日期: 2006-11-17

作者简介: 李宏 (1962-), 山西垣曲人, 博士, 副教授, 研究方向为电机调速和开关电源软开关技术。

给控制环带来噪声；控制环控制电流，使负载调整率变差，在多路输出时，需要耦合电感实现交互调节。

3 稳定性分析及斜坡补偿^[3]

3.1 峰值电流模式控制的稳定性分析

斜坡补偿时，当 $D > 50\%$ 时，控制环就会变得不稳定。图 2 示出系统中电感电流对扰动的响应。由于开关频率通常都较高，因此假定在开关周期内，电感电流线性变化。

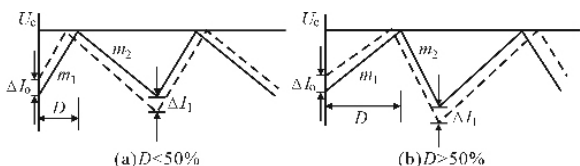


图 2 峰值电流模式控制系统中电感电流对扰动的响应

令 e 为扰动电流 ΔI_0 所引起的偏差，根据几何关系，可得相邻开关周期内 e 的递推表达式为：

$$e_n = -\frac{m_2}{m_1} e_{n-1} \quad (1)$$

则第 n 周期的误差为：

$$e_n = -\left(\frac{m_2}{m_1}\right)^n e_0 \quad (2)$$

因此当 $m_1 > m_2$ 时， $D < 50\%$ ，误差是收敛的，其频率为开关频率的一半，振幅逐渐趋于零，系统稳定；而当 $m_1 < m_2$ 时， $D > 50\%$ ，误差是发散的，系统不稳定。

3.2 斜坡补偿原理及其电路设计

由上述可知，当 $D > 50\%$ 时， $m_1 < m_2$ ，系统不稳定。为解决该问题，需要引入斜坡补偿，如图 3 所示。

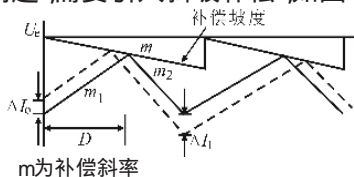


图 3 峰值电流模式控制的斜坡补偿

由几何关系可知，加入斜坡补偿后的误差递推表达式为：

$$e_n = -\left(\frac{m+m_2}{m+m_1}\right)^n e_0 \quad (3)$$

因此选择合适的 m ，就可使：

$$\frac{m+m_2}{m+m_1} < 1 \quad (4)$$

满足式 (4) 就可确保系统的稳定性。由图 3 和上述表达式可知，选择 $m=m_2$ 这时扰动信号在一个周期内就完成了校正，如图 4 所示。

由图 1 可见，加入斜坡补偿有两种方法：将斜坡补偿信号加到电流检测信号中，即加到 PWM

比较器同相端；将斜坡补偿信号从误差电压信号中减去，实际上间接加到 PWM 比较器的反相端。由于方法 1 的斜坡补偿信号不是直接加到 PWM 比较器上，实现相对困难些。因此主要讨论方法 2 的实现。

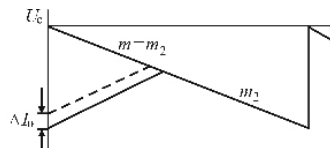


图 4 补偿坡度等于 m_2 的斜坡补偿

图 5a 示出斜坡补偿简化电路。由图可见，锯齿波输入脚 RAMP 的信号是由初级的电流信号和晶振脚 U_{slope} 的输出信号叠加得到的。图 5b 示出斜坡补偿的等效电路，由此可算出斜坡补偿后加到芯片锯齿波输入脚的电压为：

$$U_{ramp} = U_{m2} + U_{slope} \quad (5)$$

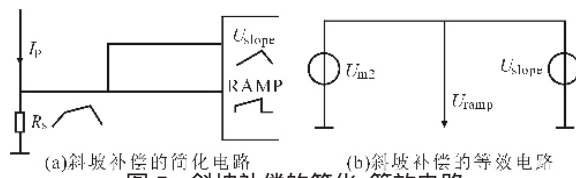


图 5 斜坡补偿的简化、等效电路

因此斜坡补偿电压 $U_{comp} = U_{slope}$ 。由上述可知，当选择 $m=m_2$ 时，扰动信号在一个周期内就完成了校正。但在实际应用时，根据经验常选 m 在 0.5~1 之间。令 $U_{comp} = U_{slope} = mU_{m2}$ ，可得补偿的锯齿波斜率为：

$$\frac{dU_{slope}}{dt} = m \frac{dU_{m2}}{dt} \quad (6)$$

对于 Boost 电路，电感电流上升的斜率为：

$$\frac{dU_{m2}}{dt} = \frac{U_{in} - U_o}{L} \quad (7)$$

由于输入电压 U_{in} 随着电网的变化而变化，所以补偿值不恒定，固定补偿网络很多时候会引起过补偿或补偿不足，降低了电路性能并导致波形畸变，因此 Boost 电路通常不采用峰值电流模式控制。而对于 Buck 型移相全桥变换器电路，有：

$$\frac{dU_{m2}}{dt} = \frac{U_o}{L} \quad (8)$$

此时斜坡补偿值恒定且容易计算。

4 电路设计

移相全桥具体电路如文献[4]所描述，针对移相控制方案推出的 UC3875 芯片用一个半桥支路对另一个半桥支路的移相开关实行全桥功率级控制，使得固定 PWM 与谐振零电压开关相结合，在高频具有高效性能。它主要包括工作电源、基准电源、振荡器、锯齿波、移相控制信号发生电路、过流保护、死区时间设置、输出级、误差放大器和软启动 9 个方面的功能。该 PWM 控制器大大简化了移相全桥变换器

控制电路的设计。控制电路主要可分为电路的参数设置,电压电流反馈环节,输出电流限制,电路的保护等部分。由上述分析可知,采用峰值电流模式控制需要进行斜坡补偿。UC3875 芯片内部有锯齿波发生器和斜坡补偿电路。斜坡设置脚 SLOPE 与某一个电源 U_x 之间接一个电阻 R_{slope} ,为锯齿波脚 RAMP 提供一个电流为 U_x/R_{slope} 的恒流源,其中 U_x 通常接芯片的基准电源 U_{ref} 。在 RAMP 脚与信号地 GND 之间接一个电容 C_{ramp} ,就决定了锯齿波的斜率:

$$\frac{dU_{slope}}{dt} = \frac{U_x}{R_{slope} C_{ramp}} \quad (9)$$

选定了 R_{slope} 和 C_{ramp} ,决定了锯齿波的幅值为:

$$U_p = \frac{dU_{slope}}{dt} T \quad (10)$$

式中 T 为锯齿波产生的周期

把此固定斜率的锯齿波输入到 PWM 比较器就构成了电压控制型比较器。若在此基础上,把初级电流采样信号叠加在 RAMP 脚作电流取样输入到 PWM 比较器,就构成了峰值电流模式控制。图 6 示出变换器的控制电路。则需要补偿的斜率为:

$$\frac{dU_{slope}}{dt} = m \frac{dU_{m2}}{dt} = m \frac{U_o}{L} \quad (11)$$

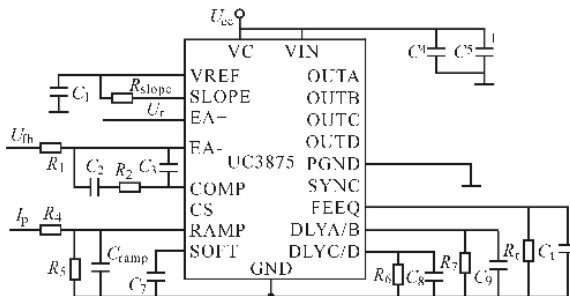


图 6 移相全桥零电压开关变换器的控制电路

5 实验结果及分析^[4-5]

设计指标:直流输入 380 V,输出电压 48 V,输出电流 20 A,效率 90%,变换器工作频率 100 kHz,整流电路形式为中心抽头全波整流。

5.1 输出滤波电感的选择

$$L_f = \frac{U_o}{2f_L I_{COM}} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}/K - U_{Lr} - U_{VDR}} \right) = 13 \mu H \quad (12)$$

式中 f_L 为输出滤波电感的工作频率, U_{VDR} 为输出滤波管的压降, U_{Lr} 为输出滤波电感上的直流压降

5.2 输出滤波电容的选择

$$C_f = \frac{U_o}{8L_f f_G^2 \Delta U_{OP}} \left(1 - \frac{U_o}{U_{in}/K - U_{Lr} - U_{VDR}} \right) = 10.5 \mu F \quad (13)$$

式中 f_G 为输出滤波电容的工作频率; ΔU_{OP} 为输出交流纹波峰-峰值

5.3 谐振电感的设计

$$L_r = \frac{2C_{VQ} U_{Imax}^2}{3I^2} = 61.9 \mu H \quad (14)$$

式中 C_{VQ} 为开关管漏源极间电容, U_{Imax} 为最大输入电压 I 为滞后桥臂开关管关断时初级电流的大小

5.4 实验结果及分析

图 7a 示出全桥移相变换电路基本电路图。图 7b 示出移相全桥电路超前桥臂 VQ_1 和 VQ_3 和滞后桥臂开关管 VQ_2 和 VQ_4 的驱动 $u_{gVQ1} \sim u_{gVQ4}$ 波形。可见,超前桥臂上管 VQ_1 与滞后桥臂下管 VQ_4 以及超前桥臂下管 VQ_3 与滞后桥臂上管 VQ_2 之间分别有一个相移,即存在一个移相角,通过改变移相角的大小来改变占空比,调整输出电压大小。

图 7c、d 示出超前桥臂上管 VQ_1 和滞后桥臂下管 VQ_4 的电压波形,由图可见,开关管上的尖峰电压被控制的很小,无需缓冲电路。实验结果说明了电路设计的正确性,开关管可以工作在软开关状态。

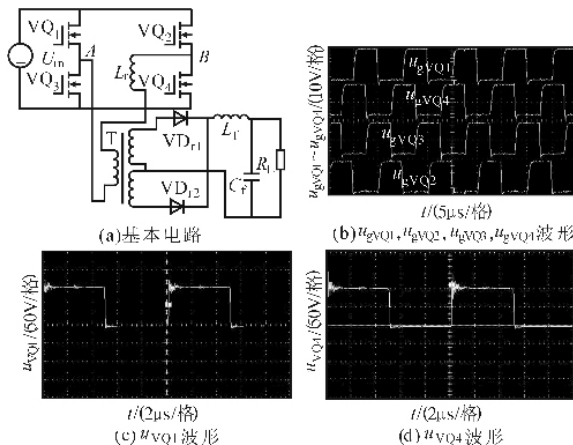


图 7 实验结果

6 结论

峰值电流模式控制的系统稳定性好,响应速度快,实现也很容易,并且能够限制电路中的峰值电流,从而保护器件。对此控制电路采用斜坡补偿可以增加电路稳定性,改善电路的性能,特别对占空比大于 50% 的电路,更有必要进行斜坡补偿。实验表明,将此控制策略应用在移相全桥变换器中,可以实现开关管的软开关。

参考文献

- [1] 周志敏,周纪海,纪爱华.开关电源功率因数校正电路设计与应用[M].北京:人民邮电出版社,2004.
- [2] 王创社.开关电源两种控制模式的分析比较[J].电力电子技术,1998,32(3):78-81.
- [3] 杨汝.峰值电流控制模式中斜坡补偿电路的设计[J].电力电子技术,2001,35(3):35-38.
- [4] 王增福,李旭,魏永明.软开关电源原理与应用[M].北京:电子工业出版社,2006.
- [5] G C Hua, X Yang, Y Jiang, et al. Ovelzero-Voltage-Transition PWM Converters [A]. Proc. IEEE-PSEC '93[C].1993: 538-544.