

基于单周期控制的有源箝位 ZVS 正激变换器

刘勇刚, 蔡丽娟, 胡德成

(华南理工大学, 广东 广州 510640)

摘要: 论述了单周期的理论基础以及它在有源箝位正激变换器中的运用。通过理论推导, 得出了一些重要参数的选择依据, 并介绍了单周期控制有源箝位零电压开关(ZVS)正激变换器的设计与电路实现。试制了一台 120W, 100kHz 的实验样机, 实验结果表明, 该电路具有结构简单、效率高、输入电压范围宽、动态响应好等优点。

关键词: 变换器; 拓扑; 控制 / 有源箝位

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2006)05-0010-03

Active Clamping ZVS Forward Converter based on One Cycle Control

LIU Yong-gang, CAI Li-juan, HU De-cheng

(South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: The one cycle control concept and application in active clamp forward converter are introduced. The criterion for choosing of some key parameters is gained through theory derivation, the design and realization of active clamping ZVS forward converter based on one cycle control are also discussed. A prototype(120W, 100kHz) is made. The experimental results indicated that the converter has some advantages, such as simple circuit, high efficiency, wide range of input voltage, fast dynamic response and so on.

Key words: converter; topology; control / active clamp

1 引言

正激变换器由于其结构简单、电气隔离、高稳定性等优点, 被广泛应用在中小功率的变换器中。为提高正激变换器的性能, 采用了有源箝位 ZVS 电路, 籍此消除正激变换器中开关管的容性开通损耗以及开关 EMI 噪声, 同时使功率变压器复位, 且占空比大于 0.5, 并把功率开关管的电压应力限制在两倍输入电压范围之内, 从而提高了变换器的效率, 降低了器件选择的要求。

单周期控制技术是一种大信号非线性控制技术, 适用于多种拓扑的变换器, 能对斩波电压或电流平均值进行瞬态控制。这种技术提供了很快的动态响应速度, 并能精确地抑制输入电压扰动。

2 单周期控制有源箝位 ZVS 正激变换器

2.1 单周期控制原理^[1]

图 1 示出单周期控制有源箝位正激变换器。输入电压为 U_{in} , 主开关管 VQ_1 工作在恒定的频率 f_s 下。在每个开关周期 T_s 的开始一个恒频(等于开关频率)的时钟脉冲使开关管 VQ_1 导通, 二极管 VD_2 上的电压 u_s 开始积分并与控制参考电压 u_{ref} 比较, 当积分电压大于参考电压, 比较器输出由低电平变成

高电平, 即 RS 触发器使 VQ_1 关断并使积分电压复位为 0, 等待下一个开关周期的开始。当 VQ_1 导通时, 二极管 VD_1 导通, VD_2 关断, u_s 等于输入电压除以匝比 U_{in}/N ; 当 VQ_1 关断时, VD_1 关断, VD_2 导通, $u_s=0$ 。因此可得: $u_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_s dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \frac{U_{in}}{N} dt$ (1)

根据单周期控制原理, 占空比 D 由下式决定:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \frac{U_{in}}{N} dt = k u_{ref} \quad (2)$$

可见单周期控制能在一个开关周期内根据扰动对 D 进行调整, 提供快速的动态响应。

由式(2)可知, D 是 U_{in} 和 u_{ref} 的非线性函数, 通过这个非线性控制, 正激变换器的输出电压 u_o 变为独立于 U_{in} 而与 u_{ref} 相关的线性函数:

$$u_o = \frac{u_{ref}}{1 + \frac{L_f}{R_o} s + L_f C_f s^2} \quad (3)$$

因此 u_{ref} 不变时 u_s 平均值不变, u_o 也保持不变。

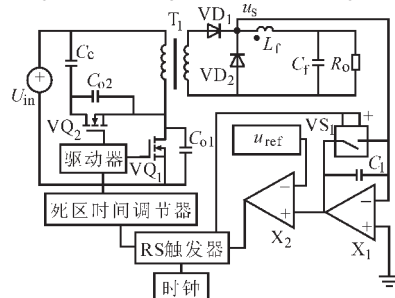


图 1 电路原理框图

定稿日期: 2006-02-24

作者简介: 刘勇刚(1981-), 男, 湖北京山人, 研究生, 研究方向为开关电源。

2.2 有源箝位正激变换器工作原理^[2]

由单周期控制电路获得一个控制信号 u_{VQ} 以后,使其通过驱动芯片 TPS2813 获得同相及反相驱动信号 u_{gVQ1} 和 u_{gVQ2} ,用来控制 VQ_1 和箝位开关 VQ_{∞} 。它们之间的死区时间可由 RCD 电路调整。

图 2 示出电路的原理波形。

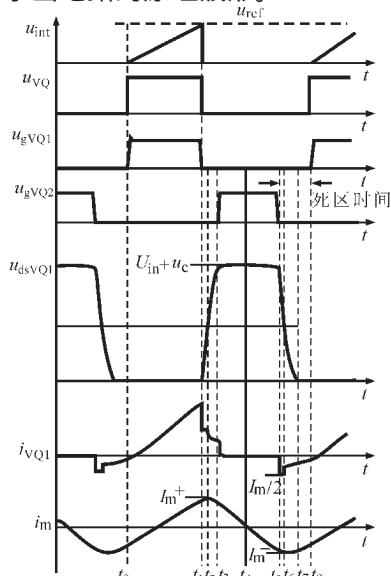


图 2 电路原理波形

图中 i_m ——变压器磁化电流 i_{VQ1} —— VQ_1 的电流
 u_{gVQ1} u_{gVQ2} —— VQ_1 和 VQ_2 的门极驱动电压

为简化分析,假设箝位电容 C_c 和输出滤波电感 L_f 足够大,在一个开关周期内视箝位电压 u_{Cc} 和滤波电感电流分别为恒压源和恒流源。一个开关周期的工作过程可分为 8 个模式:

(1) 模式 1 [$t_0 \sim t_1$] 在 t_0 时刻, VQ_1 、 VD_1 导通, VD_2 关断,电能通过变压器传到输出,一部分存储在 L_f 中。该模式与一般 PWM 正激变换器相同。

(2) 模式 2 [$t_1 \sim t_2$] 在 t_1 时刻, VQ_1 关断, VQ_1 的输出电容 C_{o1} 和 VQ_2 的输出电容 C_{o2} 通过励磁电流 i_m 与输出电流折射到初级的电流之和充电和放电,当 VQ_1 的漏-源电压 u_{dsVQ1} 达到 U_{in} 时,该模式结束。

(3) 模式 3 [$t_2 \sim t_3$] 在 t_2 时刻, VD_1 关断, VD_2 导通, L_f 向负载提供能量,同时 i_m 继续给 C_{o1} 充电,使 u_{dsVQ1} 达到 $U_{in} + U_{Co}$ 。

(4) 模式 4 [$t_3 \sim t_4$] 在 t_3 时刻, VQ_2 导通,由于 i_m 通过 VQ_2 的反并二极管使变压器复位, VQ_2 实现零电压开通, u_{dsVQ1} 箝位在 $U_{in} + U_{Co}$ 。

(5) 模式 5 [$t_4 \sim t_5$] 在 t_4 时刻, i_m 通过已经导通的 VQ_2 使变压器复位, u_{dsVQ1} 仍然箝位在 $U_{in} + U_{Co}$ 。

(6) 模式 6 [$t_5 \sim t_6$] 在 t_5 时刻, VQ_2 关断, C_{o1} 开始放电, C_{o2} 开始充电,当 u_{dsVQ1} 降到 U_{in} 时该模式结束。

(7) 模式 7 [$t_6 \sim t_7$] 在 t_6 时刻,变压器上电压为零,输出电流的通道从 VD_2 变到 VD_1 ,励磁电流与输出电流折射到初级的电流之和继续给 C_{o1} 放电,当 u_{dsVQ1} 降到零时,该模式结束。

(8) 模式 8 [$t_7 \sim t_0$] i_m 与输出电流折射到初级的电流之和通过 VQ_1 的反并二极管,使 u_{dsVQ1} 保持在零,此时开通 VQ_1 就实现了 VQ_1 的零电压开通。

2.3 关键电路参数设计

有源箝位正激变换器实现 ZVS 时满足^[2]:

$$\sqrt{\frac{L_m}{C_s}} \left(\frac{NU_o}{2L_m f_s} - \frac{I_o}{N} \right) U_{in} \quad (4)$$

式中 L_m ——励磁电感 C_s —— VQ_1 、 VQ_2 输出电容之和
 N ——变压器初、次级匝比

箝位电容 C_c 的大小由箝位电压纹波决定^[3],

$$\frac{u_{Cc}}{U_{Cc}} = \frac{(1-D)T_s^2}{8L_m C_c} \quad (5)$$

通常有: 5% u_{Cc}/U_{Cc} 10% (6)

由式(4)、式(5)和式(6)并根据实验电路参数,

分别取 $L_m = 58 \mu H$, $C_c = 470 nF$ 。

2.4 电路的实现

图 3 示出延迟电路。

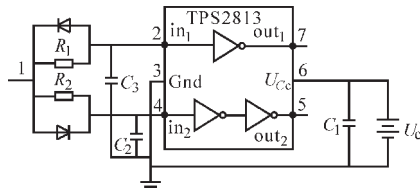


图 3 延迟电路组成

时钟脉冲原可由 NE555P 实现^[4],RS 触发器由两个或非门 CD4001 实现。为防止变压器饱和或产生过流现象,可用与门 CD4081 使时钟脉冲信号与 RS 触发器输出信号相与,再将与门的输出信号经两路不同的 RCD 电路缓冲后,分别送入 TPS2813 的两个输入端,利用 TPS2813 内部的逻辑门功能,输出两路基本互补的脉冲边沿陡峭且死区明显的方波。死区时间大小可以通过调节 RCD 电路中可变电阻 R_1 、 R_2 的大小来实现。试验电路中,采用可调电阻根据实际需要进行调节,延迟电路组成如图 3 所示。积分器及复位电路由运放 LF412 和电容、模拟开关 DG442 实现,比较器由 TLC393 实现。

3 实验结果

图 4 示出变换器在额定负载下实验波形。试制实验电路输入电压为 $60V \pm 20\%$,功率为 120W,输出电压为 24V,开关频率为 100kHz,最大占空比为 0.6,功率变压器磁芯选用铁氧体 ETD-34,输出滤波

电感为 140 μH ，输出滤波电容为 560 μF ，功率开关管及箝位开关管 VQ_1 、 VQ_2 选用 IRF640，驱动芯片选用 TPS2813。由图可见，实验结果取得了良好的效果，与理论分析基本一致。

4 结 论

讨论了单周期控制的有源箝位 ZVS 正激变换器的工作原理及其电路的实现，实验结果证实了方案的可行性，在额定输入电压及负载额定的情况下，测得变换器效率为 88.7%。由于该电路结构简单、稳定性好，在输入电压范围宽以及对动态响应要求高的场合，具有较高的应用价值。

参考文献

- [1] Keyue M Smedley, Stobdan cuk. One-cycle controlled Switching Converters [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1995, 10 (6) :625-633.
- [2] D H park, H J Kim. A Development of Off-line Active Clamp ZVS Forward Converter for Telecommunications [J]. IEEE. 0-7803-3996-7/97 271-276.
- [3] 陈道炼, 严仰光. 有源箝位正激变换器的分析与设计[J]. 电气传动, 1999, 1: 30-33.
- [4] 康华光. 电子技术基础数字部分[M]. 北京: 高等教育出版社, 2000.

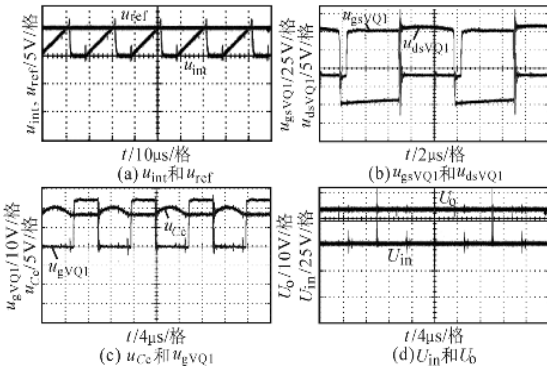


图 4 实验波形

图中 u_{gsVQ1} 、 u_{dsVQ1} —— VQ_1 的栅源电压和漏源电压
 u_{ref} ——参考电压
 u_{gsVQ1} 、 u_{gsVQ2} —— VQ_1 、 VQ_2 的栅源电压和箝位电压
 U_o 、 U_i ——输出电压和输入电压

(上接第 3 页) 利用 25 次以内的谐波模拟了方波电压的输出，其供电电压为 220V 时，利用 1/500 的差探头测得谐波源的输出电压波形如图 7b 所示。

5 结 论

针对大功率可编程谐波电压源的实现方法和控制策略进行了研究，分析了逆变器的控制方法及二重化对逆变器谐波电压的影响，对逆变器的输出能力进行了仿真和实验研究。结果表明，串联型的主电路结构可以提高谐波电压源的输出容量，二重化 SPWM 控制可以有效减小逆变器的谐波输出，同时采用负载电压反馈和滤波电容电流反馈的方法可以提高系统的输出精度。文中设计的谐波电压源可以有效地为电能质量相关设备提供电压测试平台，可以模拟电网中的各种电压质量问题。

参考文献

- [1] Annette von Jouanne, Prasad N Enjeti, Donald J Lucas. DSP Control of High-power UPS Systems Feeding Nonlinear Loads [J]. IEEE Trans. on Ind. Electron. 1996, 43(1) :121-125.
- [2] A Kawamura, R G Hoft. Instantaneous Feedback Controlled PWM Inverter with Adaptive Hysteresis [J]. IEEE Trans. on Ind. 1984, 1: 769-755.
- [3] M Abdel Rahim, E Quaicoe. Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for the Single-phase Voltage-source UPS Inverters [J]. IEEE Trans. on Power Electron. 1996, 11(4) :532-541.
- [4] M Queidat, D Sadaruac. Multiple Feedback Loop Control Strategy for UPS System having Active Filter Ability [A]. INT-ELEC 96[C]. 1996 :450-453.
- [5] 曹立威, 胜 华, 张承胜, 等. SPWM 谐波分析的一般方法[J]. 电力电子技术, 2002, 36(4) :62-65.

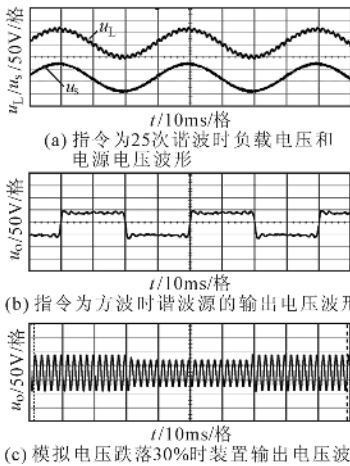


图 7 实验波形

从上面的实验结果可以看出，各次谐波的输出值与设定值基本相同，电压中的开关次谐波得到了较好的消除，同时通过 FLUKE43B 电能质量分析仪对电压进行 FFT 分析，可以看出各次谐波含量与设定值的误差保持在 $\pm 1\%$ 以内，输出的波形完全可以满足相关电能质量装置对测试电源的要求。

本文还通过控制逆变器输出的基波电压来模拟电网中的电压跌落现象，图 7c 是在 220V 供电的情况下，模拟电压跌落 30% 时的输出电压波形，实际测试得到电压跌落的幅值为 29.3%，波形和精度均满足相关待测设备对测试电源的要求。