

# 推挽正激多重化 DC/DC 变换器的研制

胡维昊, 裴云庆, 王兆安

(西安交通大学, 陕西 西安 710049)

摘要: 介绍了基于推挽正激拓扑的多重化 DC/DC 变换器, 详细分析了其工作原理。推挽正激变换器同时具有推挽变换器和正激变换器的优点, 它的变压器磁芯双向励磁、磁芯利用率高、开关管电压应力低、不需要附加磁复位电路等优点。系统采用了多重化技术, 减小了每套装置的输入电流和输出电压, 提高了系统的可靠性, 同时还减少了输出电压的脉动, 因此可以大大减小滤波电感、电容。论述了该变换器主电路和控制电路的设计, 最后在此基础上研制了一台 5kW 的实验样机。试验结果表明, 推挽正激电路在低电压大电流场合具有一定的应用优势。

关键词: 变换器; 变压器; 拓扑 / 推挽正激; 多重化

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2006)05-0021-02

## Development of DC/DC Multiple Converter based on Push-pull Forward Topology

HU Wei-hao, PEI Yun-qing, WANG Zhao-an

(Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The paper introduces a DC/DC multiple converter based on push-pull forward topology and analyzes its operation principle in detail. Push-pull forward converter has the strong point of push-pull converter and forward converter simultaneously. Its transformer works in two directions to have a high usage factor of the transformer core. It has low voltage spike of the switches and the additional magnetism restoration circuit is not needed. Multiple techniques can reduce the input current and output voltage of each converter, and increase the reliability of the converter. Meanwhile, it reduces the ripple of the output voltage, so the output filter inductor and capacitor can be reduced observably. The design procedure of the power stage and control circuit are introduced. Finally 5kW experimental equipment is accomplished. Experimental results prove that push-pull forward topology has some superiority in low voltage and high current situation.

Key words: converter; transformer; topology / push-pull forward; multiple

### 1 引言

开关电源是在电子、通信、电气、能源、航空航天、军事以及家电等领域应用非常广泛的一种电力电子装置。它具有电能转换效率高、体积小、重量轻、控制精度高和快速性好等优点<sup>[1,2]</sup>。推挽变换器和正激变换器是两种常用的 DC/DC 变换器, 他们都有一些固有的缺点, 推挽变换器容易产生偏磁导致变压器饱和; 正激变换器的变压器是单向励磁, 磁芯利用率低, 且需要附加磁复位电路<sup>[3]</sup>。

推挽正激变换器同时具有推挽变换器和正激变换器的优点。它的变压器磁芯双向励磁、磁芯利用率高、能够自动抑制变压器的偏磁、开关管电压应力低、不需要附加磁复位电路。由于上述优点, 推挽正激变换器在低电压大电流应用场合具有比较大的优势<sup>[4]</sup>。

### 2 工作原理

图 1 示出推挽正激变换器电路拓扑。变换器的初

级由两个开关管  $VS_1$ 、 $VS_2$ 、两个变压器初级绕组  $n_1$ 、 $n_2$  和一个电容  $C_1$  组成。变换器的次级采用全桥型整流电路, 并通过一个 LC 滤波器后连接到负载  $R$ 。

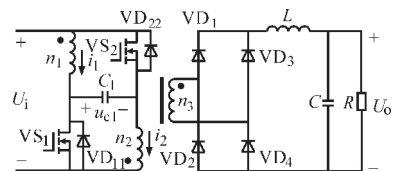


图 1 推挽正激变换器原理图

在电路稳定工作的情况下, 无论哪一个开关管导通,  $C_1$  都将和其中一个初级绕组并联,  $C_1$  上的电压  $u_{C1}$  为正, 且其幅值与电源电压  $U_i$  相当。由此可知, 当任意一个开关管导通时, 另一个开关管漏-源极间承受的电压为  $U_i + u_{C1} = 2U_i$ 。

在一个开关周期内该电路经历 8 个开关状态, 图 2 示出其工作原理波形。图 3 示出各开关状态的等效电路。

(1)  $t_0 \sim t_1$  阶段 在  $t_0$  时刻之前, 两个开关管均处于关断状态, 初级电流沿  $U_i$ 、 $n_1$ 、 $C_1$ 、 $n_2$  流动, 且次级 4 个整流二极管同时导通, 变压器次级绕组处于

定稿日期: 2006-02-20

作者简介: 胡维昊 (1982-), 男, 重庆人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动。

短路状态。在  $t_0$  时刻, 开关管  $VS_1$  导通,  $U_i, n_1, VS_1$  构成一个回路, 所以  $n_1$  绕组电流  $i_1$  迅速增大,  $C_1, n_2, VS_1$  构成另一个回路, 所以  $n_2$  绕组的电流  $i_2$  迅速减小, 然后反向增大。

(2)  $t_1 \sim t_2$  阶段 在  $t_1$  时刻整流二极管  $VD_2, VD_3$  关断, 变压器次级绕组不再处于短路状态, 所以  $i_1$  增长变缓。此时两个绕组相当于并联给次级供电, 可以看作是二个正激电路并联运行。

(3)  $t_2 \sim t_3$  阶段  $t_2$  时刻, 开关管  $VS_1$  关断, 由于电感的作用, 绕组中的电流不能突变, 因此  $VS_2$  的反并联二极管  $VD_{22}$  导通续流。  $n_1, C_1, VD_{22}$  构成一个回路,  $n_1$  绕组中的漏感通过该回路释放, 所以  $i_1$  迅速减小。另外  $U_i, VD_{22}, n_2$  构成另一个回路,  $U_i$  直接加到  $n_2$  上, 所以  $i_2$  迅速增大。当  $i_1 = i_2$  时, 该过程结束。

(4)  $t_3 \sim t_4$  阶段 在此期间, 开关管  $VS_1, VS_2$  均处于关断状态。  $U_i, n_1, C_1, n_2$  构成回路, 由于电容电压  $u_{C1}$  与电源电压相等, 所以绕组电流  $i_1, i_2$  均保持不变。

(5)  $t_4 \sim t_7$  阶段 下半周期工作过程与上半周期相同, 只是电流方向相反, 故从略。

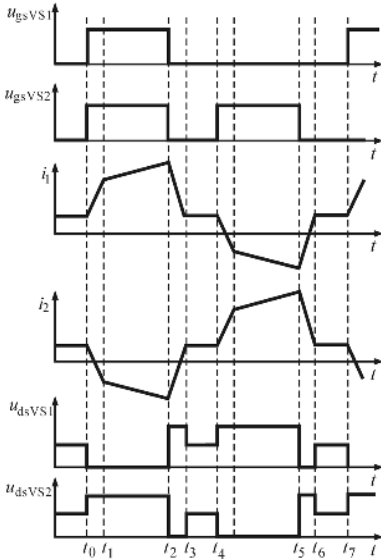


图 2 电路工作波形图

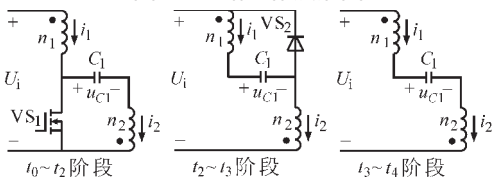


图 3 电路各开关状态等效电路

### 3 主电路设计

本文所设计的 DC/DC 变换器输入电压为直流  $48 \pm 10\%V$ , 输出电压为直流  $750V$ , 最大功率为  $5kW$ 。由于其输入电流大、输出电压高且功率较大, 所以本文采用了多重化技术, 将两套  $2.5kW$  的装置初级并联, 次级串联, 并移相一定的角度进行工作, 如图 4

所示。采用多重化技术可减小每套装置的输入电流和输出电压, 提高系统的可靠性, 同时还能减少输出电压的脉动, 因此滤波电感、电容均可大大减小。

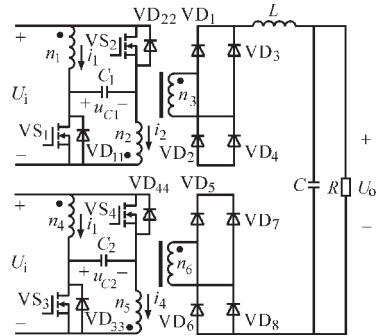


图 4 多重化的推挽正激变换器主电路

综上分析, 开关管上的最高电压为输入电压的两倍, 峰值电流为滤波电感电流的最大值除以变压器变比, 约为  $80A$ 。所以可以选用 IXFN180N20 ( $200V, 180A$ ) 为实验用开关管。

### 4 控制电路设计

系统采用 SG3525 作为 PWM 控制芯片, 该芯片的两个输出为互锁的 PWM 信号, 可以用来驱动推挽正激变换器的两个开关管。为了实现多重化控制, 必须使两套装置的驱动脉冲移相一定的角度, 这就要求两套装置的 SG3525 控制芯片必须同步进行工作。图 5 示出其实现原理图。

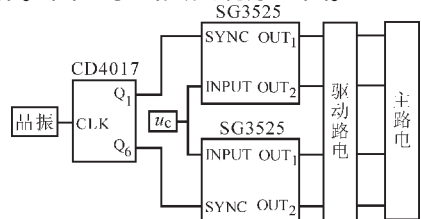


图 5 控制电路实现原理图

晶振产生的信号首先经过十进制计数器 CD4017, 该芯片主要负责对输入信号进行分频和移相。然后将信号分别送到两个 SG3525 芯片的同步端, 让两个芯片互差  $90^\circ$  进行工作。它们的控制信号为同一个信号, 这样它们的输出 PWM 控制信号的占空比相等, 只是相位上互差  $90^\circ$ 。最后将控制信号送入驱动电路用于驱动主电路的开关管, 以使主电路按移相多重化进行工作。

### 5 实验结果

根据上述原理制作了一台  $48V$  输入  $750V$  输出, 最大功率为  $5kW$  的实验样机。MOSFET 采用 IXFN180N20, 变压器变比为  $1:10$ , 输出整流二极管采用 DSEP 12-12A, 输出滤波电感为  $0.7mH$ , 输出滤波电容为  $220\mu F$ , 负载为  $110$ , 开关频率为  $25kHz$ 。图 6 的波形是在输入  $46V$ , 占空比为  $85\%$  的条件下 (下转第 89 页)

实现低频电压补偿和直流母线电压变化补偿。PWM 信号生成电路和过流保护逻辑电路采用两片 GAL16V8 实现,4 路 PWM 脉冲开关信号经两片 75452 输入到 4 路驱动电路,由驱动电路控制主电路中 IGBT 的导通关断。逆变器过流信号和驱动电路的故障信号综合后,输出到 PWM 信号生成电路,控制 PWM 信号的有无,保护信号综合电路具有故障保护后定时自动恢复功能,提高了系统连续运行的可靠性。

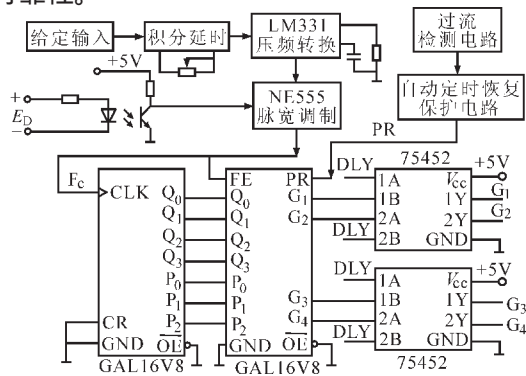


图 6 控制电路原理图

#### 4 实验与结论

按照实际要求,设计制作了一台 3kVA 变频器样机,通过实验调试并利用样机驱动 2kW 的单相电容式电动机,当输出的交流电压频率在 100Hz 以下时,变频器输出的电压、电流波形及其频谱图如图 7 所示。图 7a 为变频器电源的输出电压波形,图 7b 为

(上接第 22 页)测得的,此时输出电压为 750V。

图 6 示出实验波形。

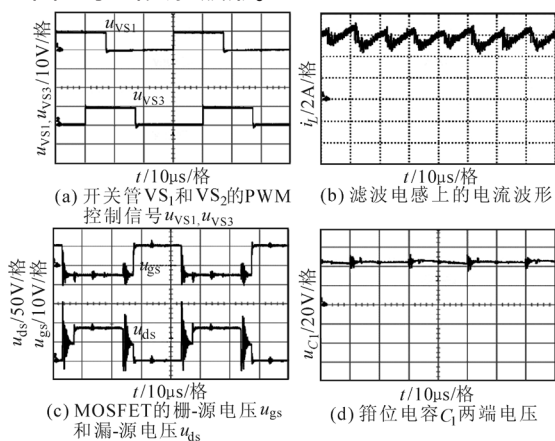


图 6 实验波形

由图 6a 可见  $VS_1$  和  $VS_2$  的 PWM 控制信号的频率相同,占空比相等,相位互差  $90^\circ$ 。同理,  $VS_2$  和  $VS_3$  的 PWM 控制信号的相位也互差  $90^\circ$ 。由此可以实现系统的多重化工作。图 6b 所示的滤波电感电流波形的频率为开关频率的 4 倍也证明了系统实现了多重化。图 6c、d 显示的推挽正激变换器的实际工作波

其频谱图,由于电动机反电势和电网电压波动的影响,其中含有较小的低次谐波。图 7c 为负荷电机输入电流,图 7d 为其频谱图,可见电流频谱图中的谐波电流含量已经很低。

通过实验和一段时间的试运行证明,这种基于 PWM 控制的高性能单相变频器达到了输出电压稳定的目的,完全满足了设备的性能要求。目前该变频器已经正式投入使用,且运行稳定,效果良好。

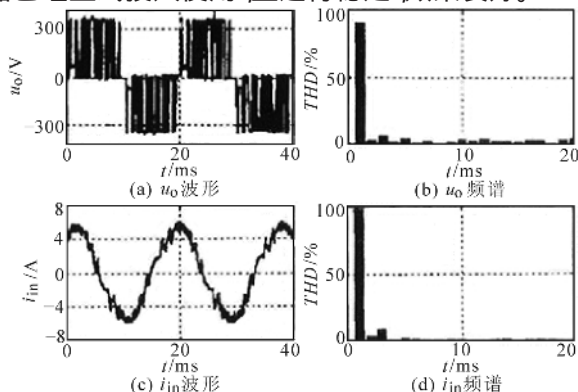


图 7 变频器输出电压和负荷电机输入电流波形图

#### 参考文献

- [1] 陈伯时.电力拖动自动控制系统[M].北京:机械工业出版社,2003.
- [2] 王兆安.电力电子技术[M].北京:机械工业出版社,2000.
- [3] 李发海.电机学[M].北京:科学出版社,2003.
- [4] 郑琼林,耿文学.电力电子电路精选[M].北京:电子工业出版社,1996.

形与理论分析得到的波形基本相符。

#### 6 结论

推挽正激变换器由于具有变压器磁芯双向励磁、磁芯利用率高、能够自动抑制变压器的偏磁、开关管电压应力低、不需要附加磁复位电路等优点,从而成为在低电压大电流场合具有一定应用优势的电路拓扑。系统还采用了多重化技术,减小了每套装置的输入电流和输出电压,提高了系统的可靠性,同时还减少了输出电压的脉动,因此滤波电感、电容的均可大大减小。样机实验证明了该方案的可行性。

#### 参考文献

- [1] 蔡宣三.开关电源的原理与设计[M].北京:电子工业出版社,2000.
- [2] 杨旭.开关电源技术[M].北京:机械工业出版社,2004.
- [3] 王兆安.电力电子技术[M].北京:机械工业出版社,2000.
- [4] Zhou Xunwei, Yang Bo, Amoroso L, et al. A Novel High-input-voltage, High Efficiency and Fast Transient Voltage Regulator Module: The Push-pull Forward Converter [A]. IEEE APEC '99[C]. 1999:487-492.