

30 kW隔离移相全桥二次侧多回路串联充电机模块研制

随着新能源汽车不断发展，新能源汽车的充电功率不断扩大，阐述了一种30 kW大功率IGBT隔离移相全桥电路。为了减少二次侧二极管的电压关断尖峰，降低二极管的电压应力，二次侧采用多回路串联整流二极管电路，并将此用于充电机中。基于DSP平台，对其可行性进行验证。

彭国敬 李盼盼/南瑞集团（国网电力科学研究院）有限公司

0 引言

随着新能源汽车的快速发展，汽车的续航能力进一步增强，充电功率需求不断扩大，大功率充电将是一种趋势。在大功率DC/DC变换器中，大多数采用移相全桥电路，通过电路的软开关技术，降低开关损耗，提高整机的输出效率^[1]。目前移相全桥电路大多数通过开关管的结电容或者并联电容，与全桥电路输出回路上变压器的漏感或者串联电感共同作为谐振回路，从而实现开关管的零电压或者零电流关断，降低了开关管

的损耗，提高了整机效率。由于后级整流二极管存在结电容，容易与输出电感产生较为严重的振荡。与此同时，二极管较大的反向恢复电流，会在关断二极管两端产生较大的关断尖峰。为此，在整流二极管回路中增加RCD吸收回路。

本文采用基于TM28346平台，设计出一款750 V/40 A大功率DC/DC变换器，通过实验对此变换器进行验证。

1 整机的设计方案

主回路拓扑图如图1所示， $VT_1 \sim VT_4$ 分别是超前臂和滞后臂的IGBT， $VD_1 \sim VD_4$ 分别为IGBT的反并联二极管， $C_1 \sim C_2$ 为超前臂的吸收电容，滞后臂不加入吸收电容， C_3 、 L_1 和T分别为隔直电容、串联电感和高频隔离变压器，这三个器件构成了谐振回路。 $VD_5 \sim VD_8$ 为后级输出整流二极管， VD_9 、 C_4 与R构成了RCD吸收回路， L_2 与 C_5 、 L_3 与 C_7 构成LC



彭国敬/工程师

关键词/Keywords

大功率 ·
IGBT ·
移相 ·
全桥 ·
二次侧多回路串联 ·

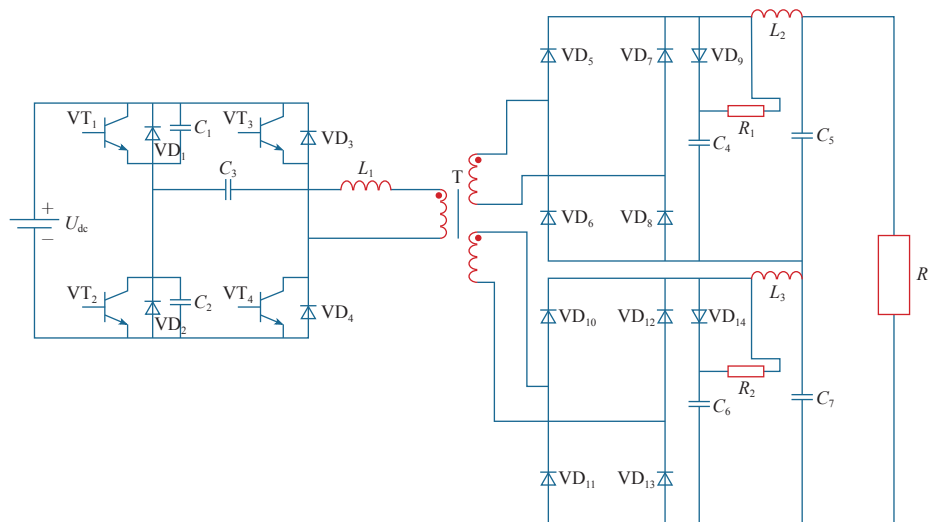


图1 移相全桥拓扑图

滤波回路。VT₁和VT₂管分别超前VT₃和VT₄管, 同一个桥臂上下两个管互补导通, 通过调节VT₁与VT₄或者VT₂与VT₃的导通移相角调节输出值的大小, 理论上导通移相角的范围是0~180°。考虑到死区时间等因素, 实际中的导通移相角的调节范围低于这个范围。为了降低二次侧整流二极管的电压应力, 二次侧采用双回路整流二极管串联方式。

2 工作模式

移相全桥电路对管导通是对称的, 参考文献[2]已做了详细的分析, 这里只对半个周期进行讨论与分析, 为了便于分析, 假设所有的器件均为理想器件, 变压器漏感 $L_l \ll L_1$, 变压器漏感忽略不计^[3]。

初始时刻 t_0 : VT₁与VT₄管导通, C₂电容进行充电, 忽略隔直电容与谐振电感上的压降, 此时变压器一次电压等于直流侧输入电压 U_{dc} , 变压器二次电压为

$$U_{dc2} = U_{dc} \frac{n_2}{n_1} \quad (1)$$

式中, n_2/n_1 为变压器的二次侧与一次侧的匝数比, 此时二次侧二极管整流回路中VD₅、VD₈管和VD₁₀、VD₁₃导通, 流过VT₁和VT₄管的电流为

$$I_1 = \frac{n_2^2}{n_1^4} \cdot \frac{U_{dc}}{R} \quad (2)$$

时刻 $t_0 \sim t_1$: 由于VT₁与VT₄之间存在移相角, 此时VT₁管关闭, VT₄管继续导通, 由于谐振电感的作用, 电流 I_1 近似不变, 此时VT₁管并联的电容C₁充电, 直至等于直流侧输入电压 U_{dc} , VT₁管进行软关断。C₂电容放电, 到 t_1 时刻, C₂放电结束。

时刻 $t_1 \sim t_2$: 此时C₂电压为零, VT₂管实现零电压导通, 一次侧电流通过谐振电感、VT₄管和VD₂二极管进行续流, 电流逐步降低, 到 t_2 时刻, 一次侧电流为0, VT₄管关断。

时刻 $t_2 \sim t_3$: 由于 t_2 时刻, VT₄管已关断, 此时VT₂管已导通, 到 t_3 时刻, 开通VT₃管, 此时一次电流反向, 变压器二次侧二极管整流回路中VD₆、VD₇和VD₁₁、VD₁₂管导通, 流过VT₂和VT₃管的电流为

$$I_2 = \frac{n_2^2}{n_1^4} \cdot \frac{U_{dc}}{R} \quad (3)$$

I_2 与 I_1 反向, 重复上述过程。

3 实验验证

3.1 超前臂电容选取

由于超前臂的IGBT并联电容, 电容值的选取受限于最大输入电压、超前臂软开关的条件限制, 其充放电时间要求在死区时间内能够完成。

DC/DC模块在额定功率下的输入电流为

$$I_{in} = \frac{P_e}{U_{in} \eta_{min} D_{max}} = \frac{30\,000}{680 \times 0.9 \times 0.85} \text{ A} \approx 58 \text{ A} \quad (4)$$

要求超前臂能够在死区时间2 μs内, 电容能够完成充放电动作, 由于电容充放电时间很短, 电容的电压电流关系可以近似等效为

$$dU = \frac{I_{in}}{C} dt \Rightarrow \Delta U = \frac{I_{in}}{C} \Delta t \quad (5)$$

此时超前臂上两个IGBT并联的电容选取

$$C_1 = C_2 = \frac{I_{in} \Delta t}{U_{in}} = \frac{58 \times 0.000\,002}{680} \mu\text{F} = 0.18 \mu\text{F} \quad (6)$$

考虑到充放电时间的裕量以及IGBT本身具有寄生电容, 最终电容选取: 850 V/0.15 μF。

3.2 隔直电容的选取

为了解决由于高频变压器在实际工作中磁通不平衡的问题, 防止变压器进入饱和状态, 一般在高频变压器的一次侧串联一个隔直电容。假设隔直电容两端电压变化的峰峰值为40 V, 隔直电容可以按照式(7)来选取

$$C = \frac{I_{inmax} D_{max}}{2fU_p} = \frac{58 \times 0.9}{2 \times 20\,000 \times 40} \mu\text{F} \approx 33 \mu\text{F} \quad (7)$$

实际中选取隔直电容选取为: 20 μF/800 V。

3.3 输出滤波电感参数选取

按照实际输出电流在额定电流的20%情况下, 也就是8 A的情况下, 输出电感电流在半个开关周期内应保证能够连续。当输入电压额定时, 变压器二次侧输出电压为

$$U_{ocmax} = U_{in} \frac{N_2}{N_1} D_{max} = (680 \times \frac{22}{16} \times 0.85) \text{ V} = 795 \text{ V} \quad (8)$$

此时实际的输出电压为额定输出电压，那么电感上的压降为

$$U_1 = U_{o\max} - U_o = 795 \text{ V} - 750 \text{ V} = 45 \text{ V} \quad (9)$$

则输出滤波电感为

$$L = \frac{U_L}{20\% I_c \times 2} T_n = \left(\frac{45}{8 \times 2} \times 5 \times 10^{-5} \right) \mu\text{H} \approx 140 \mu\text{H} \quad (10)$$

3.4 硬件实验验证

根据上述分析，搭建了一个30 kW隔离型移相全桥DC/DC模块，输入电压 $U_{in} = 680 \text{ V}$ ，输出电压 $U_o = 500 \text{ V}$ ，IGBT的开关频率为20 kHz，考虑到大功率的IGBT开通和关断时间，死区时间设定为2 μs ，最大占空比 $D_{\max}$ 设定为0.85，高频变压器采用电压比为16/22的升压变压器，整机效率最低为90%。电压波形图和局部放大图如图2~图5所示。

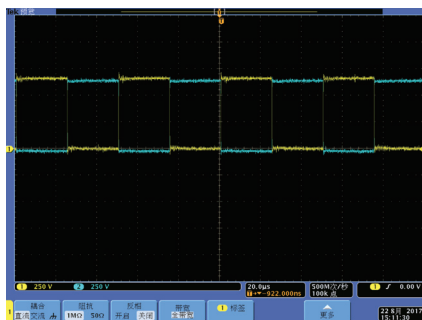


图2 超前臂上下管 V_{ce} 电压波形图

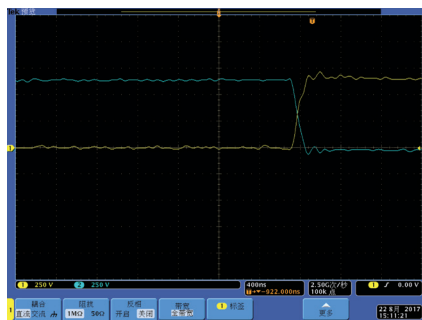


图3 超前臂上下管 V_{ce} 波形局部放大图

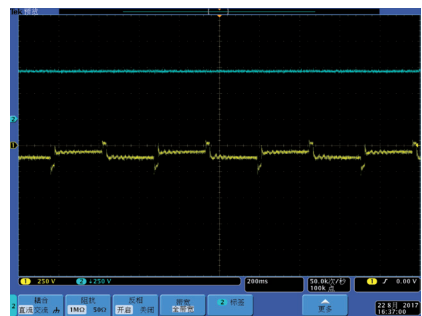


图4 二极管压降和输出电压波形图

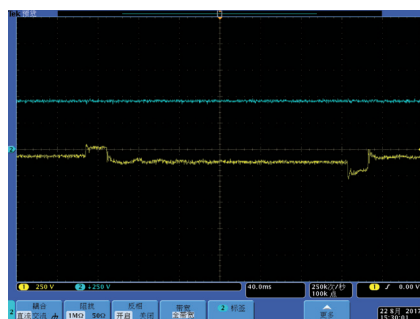


图5 二极管压降和输出电压波形局部放大图

图2和图3中的1通道是超前臂的上管，2通道是超前臂的下管，可以看出超前臂上下管在关断时产生的关断电压尖峰很小，约50 V，尖峰电压震荡时间约为80 ns，超前臂基本实现软关断能力。

变压器二次侧采用双回路整流二极管串联方式，图4和图5可以看出二极管所承受的电压为单回路的一半，在输出电压为500 V时，二极管的电压应力约为120 V，在一定程度上降低了二极管电压应力。

4 结束语

本文通过理论基础，研制了一台30 kW移相全桥充电机模块。通过实验可以看出，该模块能够实现软关断，通过串联整流二极管电路，降低了二极管的电压应力。实验波形比较理想，验证了之前的理论，为以后的大功率充电模块提供了一些理论依据和参考价值。

参考文献

- [1] 张占松，蔡宣三．开关电源的原理与设计 [M]．北京：电子工业出版社，2006．
- [2] 阮新波，严仰光．直流开关电源的软开关技术 [M]．北京：科学出版社，2000．
- [3] 王晓佳．基于DSP的移相全桥ZVS变换器的研究 [D]．武汉：华中科技大学，2009．
- [4] 程实，郭育华，余璞．基于充电机的3KW移相全桥变换器 [J]．电力电子技术，2016，50 (3)：88-90．

(收稿日期：2017-10-27) EA