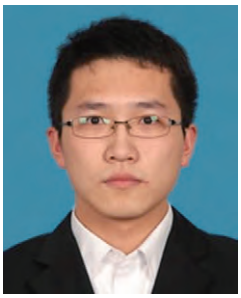
双向全桥直流变换器的软开关实现与硬件参数优化

重点介绍了双向全桥直流变换器中高频隔离变压器的漏感与串联辅助电感的参数优化设计。直流变换器作为高频隔离双向多电平变换器的中间级，控制变换器能量的双向流动。通过详细分析传统移相控制下双向全桥直流变换器运行过程以及超前桥与滞后桥分别实现软开关条件，得出满足软开关条件的电感参数与死区设置时间。通过具有三级结构的级联多电平变换器的实验平台，验证了电感参数优化保证软开关实现的有效性，同时提高了直流变换器的效率。

沙广林　王　聪　程　红　王　俊/中国矿业大学（北京）机电与信息工程学院电气系



沙广林/博士研究生

关键词/Keywords
双向全桥直流变换器·
软开关·
死区设置·

随着光伏与风电等可再生能源的迅速发展，分布式电网逐渐形成规模，但并网过程中也出现了诸多问题。多电平变换器作为电力电子接口装置，常用于管理不同电压等级电网间的能量流动。多种多电平拓扑中，高频隔离双向多电平变换器（BiHIMC）以其模块化、可扩展性和较低的器件应力等方面的优势而备受关注[1-3]，因此该变换器结构多用于高压、大功率场合，如高压大功率变频器、级联STATCOM等[4-6]。高频隔离双向多电平变换器通常采用双向全桥直流变换器作为中间级，控制能量流动的方向和大小，并由高频变压器提供电气隔离。其中高频变压器漏感不仅是影响直流变换器能量传输的主要参数，同时也是移相控制下双向全桥直流变换器实现零电压开关技术的关键。

本文分析了传统移相控制下双向全桥直流变换器中电力电子器件实现零电压开通与关断的过程；讨论了晶体管Snubber电容与变压器漏感组成谐振电路的数学模型，根据此数学模型得出了实现晶体管零电压开通与关断的准确数学条件，搭建了由两个级联单元所组成的高频隔离双向多电平变换器实验平台。在此实验平台上，对不同电感值情况下双向直流变换器的实测效率值进行比较，表明优化的硬件参数设计可以保证实现软开关，且提高了变换器效率。

双向全桥直流变换器

图1为星形连接的三相高频隔离双向多电平变换器拓扑结构。由于三相控制的对称性，本文主要针对单相高频隔离双向多电平变换器进行研究。每个单相级联结构由N个级联单元组成，每个级联单元分为三级：两侧为级联整流或逆变级；中间级为双向全桥直流变换器。中间级的高频变压器不仅可以提供电气隔

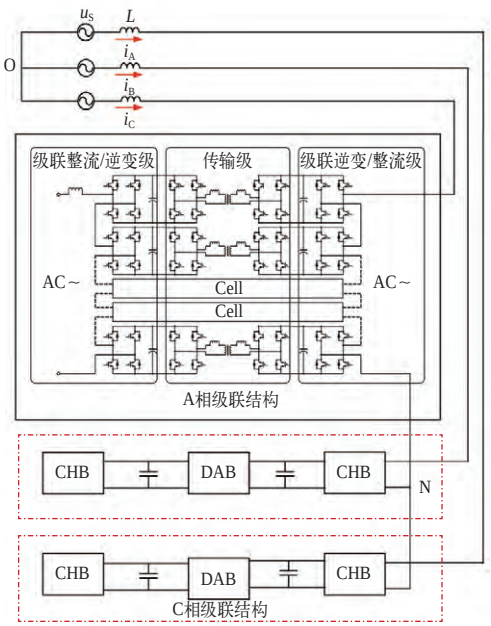


图1　高频隔离双向多电平变换器三相星形连接系统

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

离，还可以消除三相结构中的谐波含量。

图2为双向全桥直流变换器拓扑结构。图中两侧H桥的晶体管都与Snubber电容并联，用于实现晶体管的零电压开通与关断。L_S为高频变压器的等效漏感，并假设励磁电感无穷大。与电感在高频开关频率下的漏磁电抗相比，电感的线圈阻抗可以忽略不计。高频变压器电压比为n；由于双向全桥直流变换器两侧与级联整流或逆变级相连，因而其两侧等效为直流电压源U_1与U_2。作为高频隔离双向多电平变换器的中间级，其满足$U_1=nU_2$。

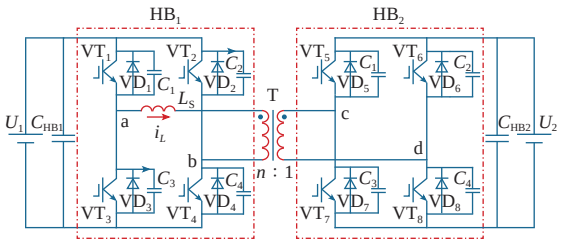


图2　双向全桥直流变换器拓扑结构

软开关条件下硬件参数优化与死区设置

图3为传统移相控制下双向全桥直流变换器漏感的电流与其两端电压的理想波形；其中φ为传统移相控制的移相角，为能量传输过程中超前桥与滞后桥的相位差。

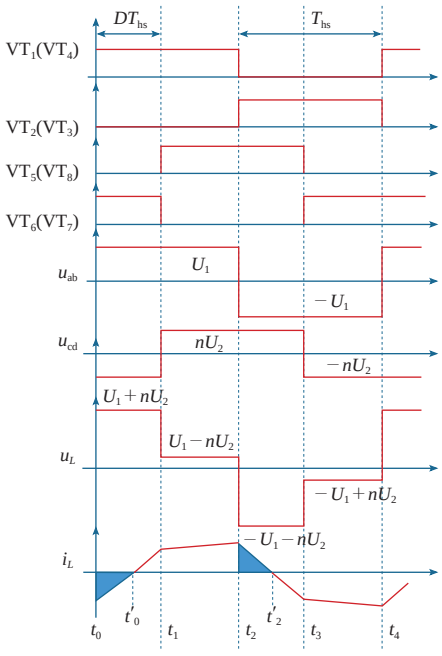


图3　理想状态下传统移相控制的电压电流波形

1. 移相控制原理

双向全桥直流变换器工作过程中，两侧全桥的开关频率相同，全桥内对角晶体管轮流导通，导通角为180°，这样两侧全桥交流侧输出占空比为50%的方波电压u_{ab}与u_{cd}；通过控制方波之间的移相角φ，可以控制串联电感两端电压的大小，进而控制功率的大小和流向。本文以功率由U_1侧传输到U_2侧为例，即u_{ab}相位超前u_{cd}，可以得到图3所示的传统移相控制的原理波形。图3中，u_{ab}为U_1侧全桥HB_1的逆变输出电压；u_{cd}为U_2侧全桥HB_2的逆变输出折合到U_1侧后的电压；u_L为串联电感与变压器漏感的端电压；T_{hs}为半个开关周期；D为半个开关周期内的移相比，且$D=\varphi/\pi$，因而$-1<D<1$。

假定变换器已工作于稳定状态，根据图3将变换器单位周期内工作模式分为6种状态，如图4所示。

（1）$t_0<t<t_0'$阶段

工作状态如图4a所示。在t_0时刻之前，晶体管VT_2、VT_3导通，电流为负；t_0时刻，晶体管VT_2与VT_3关断。由于电流仍为负，故电流经过VD_1和VD_4续流；HB_2全桥通过VD_6、VD_7给U_2供电。电感能量同时向两侧输出，因而电流逐渐减小直到t_0'电感电流变为零，即$i_L(t_0')=0$；这个阶段U_2在变压器一次电压等效为nU_2，忽略二极管压降，则这个阶段电感电流可表示为

$$i_L(t)=i_L(t_0)+\frac{U_1+nU_2}{L_S}(t-t_0) \qquad (1)$$

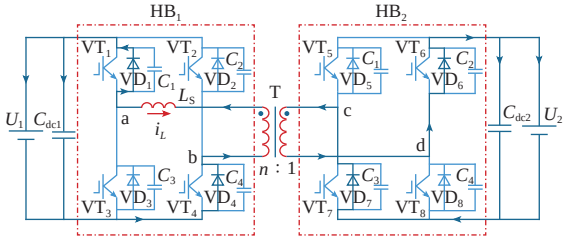
（2）$t_0'<t<t_1$阶段

工作状态如图4b所示。在t_0'时刻，电感电流由负变正；晶体管VT_1、VT_4、VT_6与VT_7零电压导通；U_1和U_2同时给电感充电，电感电流正向快速增大；这个阶段电感电流表达式与式（1）相同。

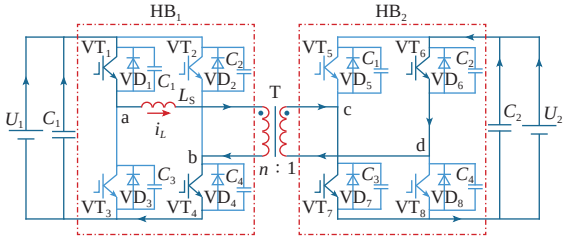
（3）$t_1<t<t_2$阶段

工作状态如图4c所示。在t_1时刻，HB_2全桥晶体管VT_6与VT_7关断，此时变压器二次电流仍为正，故电流经过二极管VD_5和VD_8续流；U_1侧向U_2侧传输功率；这个阶段电感电流可表示为

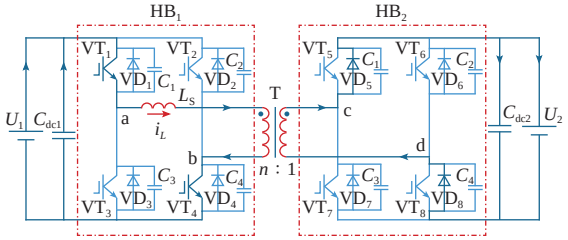
(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net



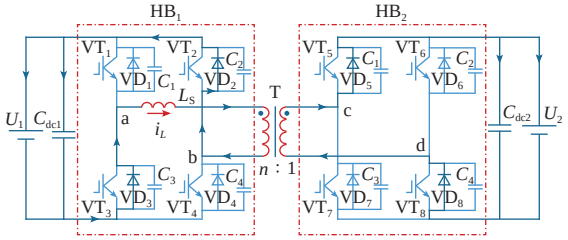
(a) t_4/t_0-t_0'



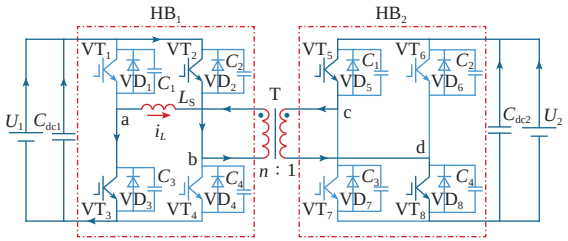
(b) $t_0'-t_1$



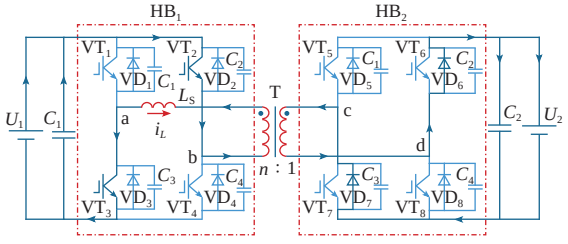
(c) t_1-t_2



(d) t_2-t_2'



(e) $t_2'-t_3$



(f) t_3-t_4

图4　传统移相控制下变换器的工作模式

$$i_L(t)=i_L(t_1)+\frac{U_1-nU_2}{L_S}(t-t_1) \qquad (2)$$

（4）$t_2<t<t_2'$阶段

工作状态如图4d所示。在t_2时刻，晶体管VT_1、VT_4关断，仍为正值的电感电流通过续流二极管VD_2和VD_3向U_1侧传输功率；HB_2全桥电路状态不变，仍通过VD_5和VD_8向U_2侧传输功率；因而在这个阶段电感电流持续减小直至t_2'时刻减小为零；这个过程中电感电流可以表示为

$$i_L(t)=i_L(t_2)+\frac{-U_1-nU_2}{L_S}(t-t_2) \qquad (3)$$

（5）$t_2'<t<t_3$阶段

工作状态如图4e所示。在t_2'时刻，电感电流由正变负；晶体管VT_2、VT_3、VT_5和VT_8零电压导通；两侧同时向电感充电，电感电流反向增大；这个阶段电感电流表达式与式（3）相同。

（6）$t_3<t<t_4$阶段

工作状态如图4f所示。t_3时刻VT_5和VT_8关断，VD_6、VD_7续流导通保证功率继续向U_2侧传输；这个阶段电感电流可表示为

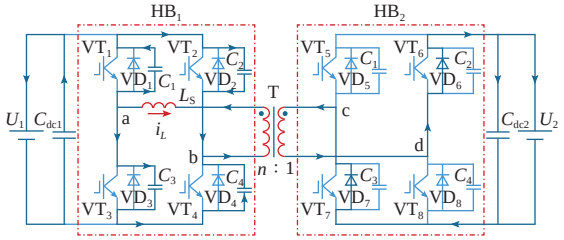
$$i_L(t)=i_L(t_3)+\frac{-U_1+nU_2}{L_S}(t-t_3) \qquad (4)$$

2. 软开关实现分析

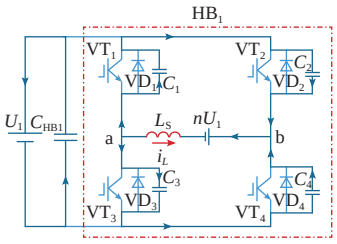
根据以上对移相控制下变换器工作状态的研究可知，单位控制周期以t_2'分为前半周期与后半周期，两个半周期内变换器工作状态完全对称，即$-i_L(t_0)=i_L(t_2)$，$-i_L(t_1)=i_L(t_3)$。因而分别以t_0与t_1时刻开关动作为例，分析移相控制下软开关实现过程并作出假设，忽略开关过程中晶体管关断过程。

如图4f所示，t_0时刻前HB_1全桥晶体管VT_2、VT_3导通，理想状态下认为两个晶体管压降为零，因而其并联Snubber电容电压为零，即$v_{C2}=v_{C3}=0$，$v_{C1}=v_{C4}=U_1$。因而晶体管VT_2、VT_3零电压关断；t_0时刻VT_2、VT_3关断，Snubber电容C_1、C_4串联支路与Snubber电容C_2、C_3串联支路组成的并联回路与电感、二次等效直流电压源nU_2形成谐振电路，对C_1、C_4放电的同时，对C_2、C_3充电，t_0时刻谐振电路如图5a所示。

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net



（a）t_0时刻谐振电路



（b）变压器一次侧全桥谐振电路

图5 传统移相控制下变换器ZVS谐振状态

$$\begin{cases} i_L(t_0)<0 \\ v_{C1}(t_0)=v_{C4}(t_0)=U_1 \\ v_{C2}(t_0)=v_{C3}(t_0)=0 \end{cases} \tag{5}$$

根据图5b变压器一次侧全桥谐振放电等效电路可知

$$\begin{cases} i_L(t)=C_1\dfrac{\mathrm{d}v_{C1}}{\mathrm{d}t}-C_3\dfrac{\mathrm{d}v_{C3}}{\mathrm{d}t} \\ v_{C1}(t)+v_{C3}(t)=U_1 \end{cases} \tag{6}$$

令$C_1=C_2=C_3=C_4=C/2$，并忽略晶体管关断时间，则式（5）与式（6）可表示为

$$L_S C\frac{\mathrm{d}^2 i_L(t)}{\mathrm{d}t}+2i_L(t)=0 \tag{7}$$

令$-i_L(t_0)=i_L(t_2)=I_{\max}$，且$L_S\mathrm{d}i_L(t_2)/\mathrm{d}t=U_1-v_{C1}(t_2)-nU_2-v_{C1}(t_4)$，则这个过程中电感电流可表示为

$$i_L(t)=-I_{\max}\cos(\sqrt{2}\omega t)+\frac{nU_2}{Z}\sin(\sqrt{2}\omega t) \tag{8}$$

式中，ω为谐振频率，$\omega=\sqrt{1/L_S C}$；Z为谐振阻抗，$Z=\sqrt{L_S/C}$。

当$v_{C1}=v_{C4}=0$、$v_{C2}=v_{C3}=U_1$时，谐振放电过程结束；由于$v_{C1}=v_{C4}=0$，而此时电感电流仍保持原来的方向继续传输功率，故反并联二极管VD_1和VD_4自然导通，此时电路状态如图5b所示。根据谐振结束条件，可得出谐振时间与谐振结束时电感电流为

$$\begin{cases} \Delta t_{\mathrm{dis}}=\dfrac{1}{\sqrt{2}\omega}\left(\cos^{-1}\left(\dfrac{2\sqrt{2}U_1}{\sqrt{2U_1^2+I_{\max}^2Z^2}}\right)+\tan^{-1}\left(\dfrac{I_{\max}Z}{\sqrt{2}U_1}\right)\right) \\ i_L(t_{\mathrm{dis}})=\dfrac{\sqrt{I_{\max}^2Z^2-6U_1^2}}{Z} \end{cases} \tag{9}$$

t_0'时刻电感电流减小为零之前，驱动信号驱动晶体管VT_1、VT_4，由于VD_1和VD_4仍处于反向导通状态，VT_1、VT_4并未实际导通；在t_0'时刻电感电流由负变正时，VD_1和VD_4自然关断，VT_1、VT_4零电压导通，此时变换器状态如图4a所示，从而实现软开关，即晶体管零电压关断与零电压导通过程。

根据式（2）可知，在$U_1=nU_2$条件下，$t_1<t<t_2$阶段电感电流保持不变，即$i_L(t_1)=i_L(t_2)$，则在t_1时刻滞后桥HB_2软开关过程与t_0时刻超前桥HB_1的软开关过程相似，因而不再赘述。

3. 硬件参数优化与死区时间设置

为保证VT_1、VT_4零电压开通，谐振结束时电感电流与Snubber电容电压应满足关系为：$i_L(t_{\mathrm{dis}})<0$，$v_{C1}(t_{\mathrm{dis}})=v_{C4}(t_{\mathrm{dis}})=0$，结合式（9）可得

$$L_S>\frac{6U_1^2C}{I_{\max}^2} \tag{10}$$

根据软开关条件与移相控制原理可知，死区时间应满足$\Delta t_{\mathrm{dis}}<t_{\mathrm{d}}<t_2'-t_2$；结合式（9）可知

$$t_2'-t_{\mathrm{dis}}=\frac{\sqrt{I_{\max}^2Z^2-6U_1^2}}{\omega(U_1+nU_2)} \tag{11}$$

实验验证

为验证本文所提观点，设计了由两个级联单元组成的高频隔离双向多电平变换器，如图6所示，其中中间级为图中Part B。双向全桥直流变换器的设计参数如下表所示，Snubber电容取值$C=0.1$ μF；根

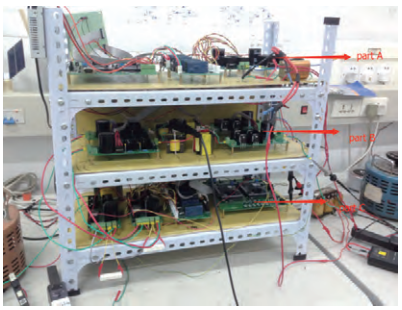


图6 高频隔离双向多电平变换器

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

据式（9）～式（11）可得L_S＞39.5 μH，死区时间为80 ns，即可满足软开关条件。为了验证所提理论的有效性，分别设计了不同死区时间与不同辅助电感的对比试验。

表　高频变压器与辅助电感的设计参数

参数	高频变压器	辅助电感A	辅助电感B
磁心材料	PC40（PQ50）	FeSiAl	FeSiAl
磁通密度B_{max}/T	0.1	0.06	0.06
有效面积A_e/cm^2	3.28	2.96	2.96
电感量/μH	15	200	31.5
匝比	21：21	17	4
线圈阻抗/mΩ	342.3	61.2	14.4

图7为死区时间分别为30 ns与80 ns开关动作瞬间变换器动态特性的比较。死区时间为30 ns时（图7左图所示）电感电流与超前桥交流侧输出电压振荡明显大于死区时间80 ns时（图7右图所示）振荡范围。图8为辅助电感值分别为200 μH与31.5 μH情况下直流变换器效率的比较。η_1与η_2分别为辅助电感值200 μH与31.5 μH时测得的直流变换器在不同功率等级下变换器效率变化曲线；P_{loss1}与P_{loss2}为两种辅助电感值对应的直流变换器的损耗曲线。实验结果表明经过电感优化的直流变换器效率明显提高。

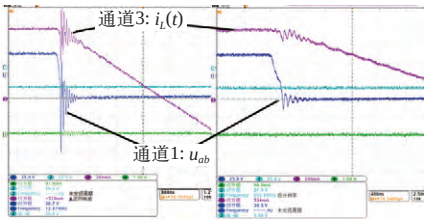


图7　不同死区时间对开关动作影响

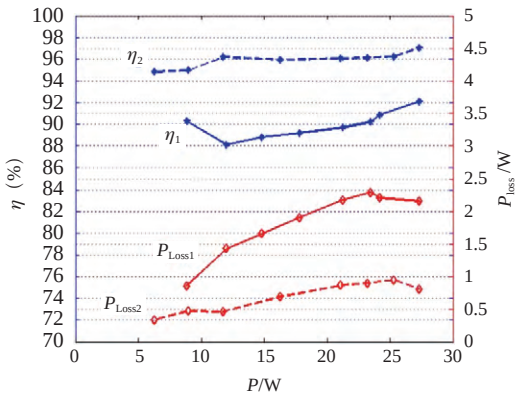


图8　不同辅助电感值情况下变换器效率比较

结束语

本文介绍了传统移相控制下双向全桥直流变换器的工作过程；在此基础上分析了移相过程中晶体管零电压的开关实现条件，并得出了符合软开关条件的硬件参数范围和合理死区时间的数学表达式。通过实验平台验证所提理论，结果表明：通过优化电感参数与死区时间可以保证软开关实现，从而提高双向全桥直流变换器效率。

参考文献

[1] Kouro S，Malinowski M，Gopakumar K，et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2010，57 (8)：2553-2580.

[2] Peng F Z，Lai J S，McKeever J W，et al. A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static var generation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications，1996，32 (5)：1130-1138.

[3] Rodriguez J，Lai J S，Peng F Z. Multilevel inverters：a survey of topologies，controls and applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2002，49 (4)：724-738.

[4] Ortúzar M E，Carmi R E，Dixon J W，et al. Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultracapacitor DC link [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2006，53 (2)：477-485.

[5] Song Q，Liu W. Control of a cascade STATCOM with star configuration under unbalanced conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2009，24 (1)：45-58.

[6] Liu Y，Huang A Q，Song W，et al. Small-signal model-based control strategy for balancing individual DC capacitor voltages in cascade multilevel inverter-based STATCOM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2009，56 (6)：2259-2269.

（收稿日期：2014－12－22）EA

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net