

基于双重移相控制的三电平双有源桥 DC-DC 变换器软开关的研究

徐伟, 张建忠

(东南大学电气工程学院 江苏省 南京市 211096)

The Analysis of Zero Voltage Switching Three-level Dual Active Bridge DC-DC Converter Based on Dual-phase-shifting Control

Xu Wei, Jian-Zhong Zhang

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, Jiangsu Province)

摘要: 常规两电平的双有源桥 DC-DC 变换器中, 每个开关都单独承受整个端口的电压。采用单移相控制时, 变换器的回流功率较大, 部分开关的电压应力仍为端口电压。本文通过分析三电平双有源桥 DC-DC 变换器在双重移相控制下的工作模式切换和软开关实现原理, 并考虑变换器的传输功率和软开关实现条件, 得出双重移相控制下两个移相角的选取范围, 从而选取合适的移相角实现变换器开关器件的零电压开通, 从而提高变换器的效率。最后, 通过仿真实验验证了变换器在所取的移相角范围里实现了软开关。

关键词: 三电平 DC/DC 变换器; 软开关; 双重移相控制

ABSTRACT: In a conventional two-level dual-active bridge dc-dc converter, each switch bears the voltage of the entire port separately. When single phase shift control is adopted, the converter has a large return power and the voltage stress of some switches is still the port voltage. In this paper, by analyzing the three level dual active bridge DC - DC converter under dual phase shift control of working mode switching and soft switching principle, and considering the transmission power of the converter and soft switch meet the conditions, it is concluded that under the dual phase shift control two range of phase-shifting angle, so as to select suitable phase-shifting angle converter switching device of the zero pressure opening, so as to improve the efficiency of the converter. Finally, the soft switch is realized in the range of phase shift angle.

KEY WORD: three-level DC/DC converter; soft switching; dual phase shift control

1 引言

双有源桥 (Dual Active Bridge, DAB) DC-DC 变换器可以实现能量的双向流动, 具有高功率密度、电气隔离等特点, 被应用于高电压、高功率场合, 例如在微电网储能系统、充电汽车等领域有着广泛的应用^[1-3]。现有文献中提出了多种移相控制策略, 例如单移相、扩展移相、双重移相和三重移相等控制^[2-4]。传统的单移相控制因控制简单、易于实现, 被广泛应用于 DAB 中, 但当变压器的一次侧和二次侧桥臂电压不匹配时, DAB 变换器回流功率和电流应力显著增加, 产生较大的功率损耗, 降低了系统效率^[4]。文献[5]提出了在一次侧、二次侧两个 H 桥内部同时设置移相比, 且保持两个内移相比相等的双重移相 (Dual Phase Shift, DPS)

控制策略, 并对 DPS 控制下 DAB 的传输功率进行了细致分析, 并与单移相 (Single Phase Shift, SPS) 控制进行了对比研究。文献[6]分析了单移相控制和双移相控制下 DAB 变换器的工作原理和工作特性。文献[7]针对两电平 DAB 变换器, 利用开关的 snubber 电容和变压器漏感间的谐振实现开关的零电压开通, 并详细分析了双重移相控制下双有源桥的功率特性和软开关范围。

文献[8]中, 介绍了高压侧的三电平全桥结构, 并简要对比分析了三电平 DAB 和两电平 DAB 在 SPS 控制下的功率传输特性。文献[13]首次分析了在移相控制下的三电平双有源桥 (3L-DAB) 的软开关范围, 并列出了一次侧和二次侧均采用三电平结构的 DAB 拓扑。三电平 DAB 的复杂性和多样

性使得难以准确地详细分析三电平DAB的功率特性和软开关特性。很少有研究专注于三电平DAB的性能优化，也没有针对整个功率范围的零电压开通（Zero Voltage Switching, ZVS）特性分析。

本文针对二极管中点钳位式三电平双有源桥DC/DC变换器，为了提高变换器在高频工作下的效率，添加辅助电感和变压器漏感、开关的结电容组成谐振回路，在电感电流过零前将开关的端电压钳制在零附近，实现开关的零电压开通，从而降低DAB变换器的损耗。本文首先分析了三电平DAB变换器采用双重移相控制策略时的工作原理，推导出传输功率和软开关范围，最后通过Simulink仿真验证了所提方案的正确性。

2 变换器结构和双重移相控制

带钳位二极管的三电平双有源桥 DC-DC 变换器的电路拓扑如图 1 所示，其中 V_1 和 V_2 分别是输入和输出电压， n 是高频变压器的变比， L_r 是变压器漏感和辅助电感的和， $C_1 \sim C_4$ 分别是变换器两侧直流环节用于分压的电解电容，带结电容的开关 $S_{11} \sim S_{18}$ 和钳位二极管 $D_1 \sim D_4$ 构成了初级侧；带结电容的开关 $S_{21} \sim S_{28}$ 和钳位二极管 $D_5 \sim D_8$ 构成了次级侧。

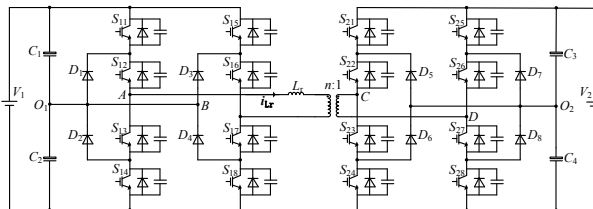


图 1 三电平 DAB 变换器的电路结构

Fig.1 The main circuit of 3L-DAB

双移相控制下的开关驱动信号、桥臂电压和电感电压电流波形如图 2 所示。不同于单移相控制下的两电平 DAB，双移相控制下的三电平 DAB 有两个控制自由度，分别是初级侧同一桥臂外侧开关与内侧开关之间的移相角 φ_1 、次级侧同一桥臂外侧开关与内侧开关之间的移相角 φ_2 。设 T_{hs} 为开关周期的一半。 D_1 和 D_2 分别为对应半个周期内两个移相角所占的比例。在功率正向流动，即能量从 V_1 侧流向 V_2 侧时， $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ ；在功率反向流动，即能量从 V_2 侧流向 V_1 侧时， $0 \leq D_1 \leq -D_2 \leq 1$ ，均满足 $D_1 + D_2 \leq 1$ 。 v_{Lr} 和 i_{Lr} 分别为电感 L_r 的端电压和流过的电流。

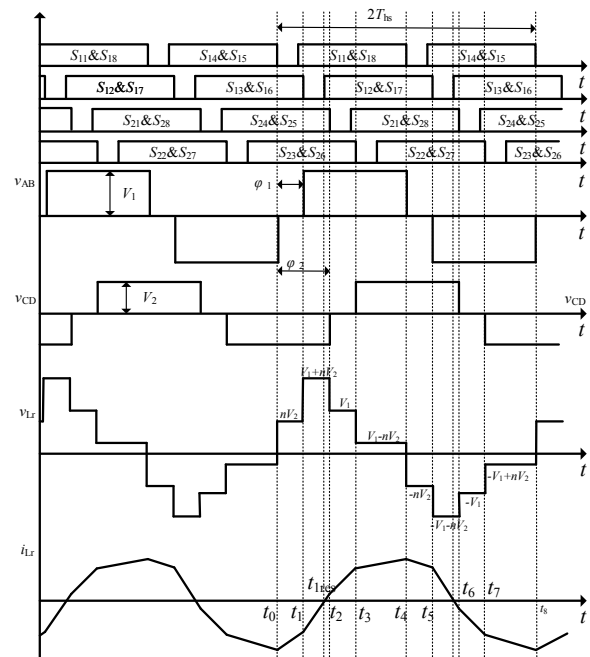


图 2 三电平 DAB 变换器的主要波形

Fig.2 Key waveforms of 3L-DAB under DPS control

3 双重移相控制下变换器的工作模式

以功率正向流动为例，阐述三电平 DAB 在一个周期内的工作状态，图 2 给出了一个周期内三电平 DAB 的波形，图 3 给出了该周期内六个不同的工作状态。为了研究双重移相控制下三电平双有源桥 DC-DC 变换器在稳定状态时实现软开关的技术条件，假设变换器已经工作在稳定状态，分析变换器两侧的开关状态的切换。

(1) 如图 3 (a) 所示，在 t_0 时刻之前，开关 S_{13} 、 S_{14} 、 S_{15} 和 S_{16} 导通，电感电流 i_{Lr} 反向流过电感 L_r ，全桥一次侧处于稳定状态，开关 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{17} 和 S_{18} 的结电容电压稳定在 $V_1/2$ 。

(2) $t_0 \sim t_1$ 时间段：在 t_0 时刻，开关 S_{14} 和 S_{15} 关断。如图 3 (b) 所示，电感电流 i_{Lr} 经过钳位二极管 D_2 和 D_3 完成续流， $v_{AB}=0$ ，电感电压 v_{Lr} 为正， i_{Lr} 的值开始减小。开关 S_{12} 和开关 S_{17} 的结电容电压由 $V_1/2$ 逐渐减小至 0；开关 S_{14} 和开关 S_{15} 的结电容电压由 0 逐渐增加至 $V_1/2$ 。在 t_1 时刻，如图 3 (c) 所示，开关 S_{12} 、 S_{17} 、 S_{14} 和 S_{15} 的结电容电压均达到稳定。

(3) $t_1 \sim t_2$ 时间段：在 t_1 时刻，开关 S_{13} 和 S_{16} 关断。如图 3 (d) 所示，电感电流 i_{Lr} 经过开关 S_{12} 和开关 S_{17} 的反并联二极管完成续流，持续减

小, 在 t_{1res} 时刻过零。开关 S_{11} 和 S_{18} 的结电容和电感 L_r 进行谐振, 电压逐渐由 $V_1/2$ 降至 0, 为开关 S_{11} 和 S_{18} 的零电压开通创造条件。同时, 开关 S_{13} 和 S_{16} 的结电容电压逐渐由 0 上升至 $V_1/2$ 。

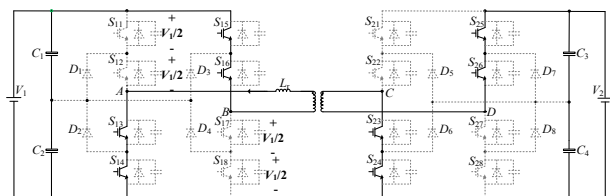
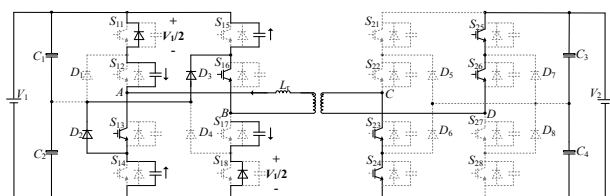
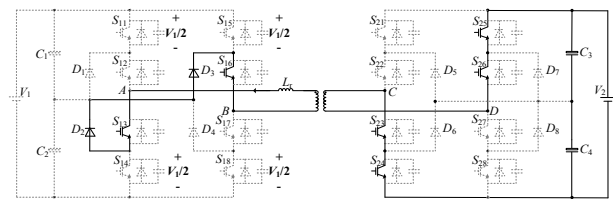
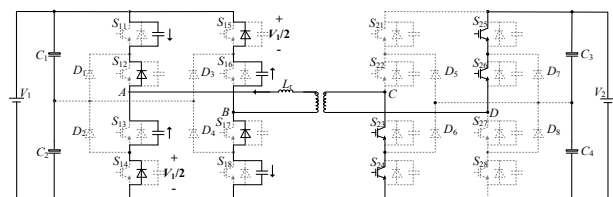
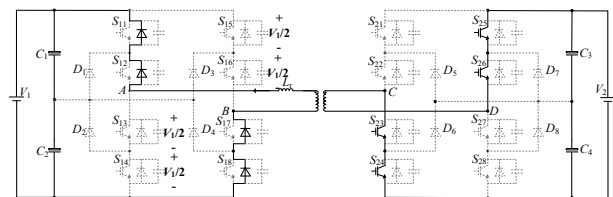
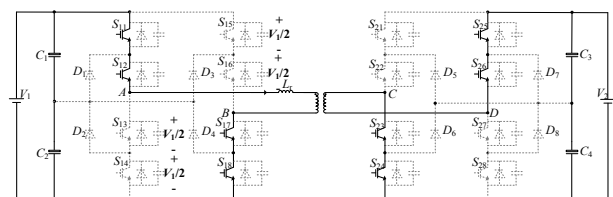
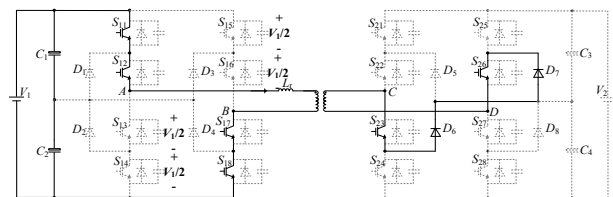
在 t_{1res} 时刻, 电感电流 i_{Lr} 恰好过零, 如图 3 (e) 所示, 电感电流 i_{Lr} 流经开关 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{17} 和 S_{18} 的反并联二极管进行续流。

(4) $t_{1res} \sim t_2$ 时间段: t_{1res} 时刻之后, 如图 3 (f) 所示, 开关 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{17} 和 S_{18} 的结电容电压均为 0, 开关 S_{12} 和 S_{17} 的触发信号也为正, 因此实现了开关 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{17} 和 S_{18} 的零电压开通。

(5) $t_2 \sim t_3$ 时间段: 在 t_2 时刻, 开关 S_{24} 和 S_{25} 关断, 如图 (g) 所示, 二次侧电流经过钳位二极管 D_6 和 D_7 完成续流。

(6) $t_3 \sim t_{3res}$ 时间段: 在 t_3 时刻, 开关 S_{23} 和 S_{26} 关断, 在 t_{3res} 时刻, 二次侧的电流恰好过零, 如图 (h) 所示, 电流流经开关 S_{21} 、 S_{22} 、 S_{27} 和 S_{28} 的反并联二极管进行续流。

(7) $t_{3res} \sim t_4$ 时间段: t_{3res} 时刻之后, 如图 3 (i) 所示, 开关 S_{21} 、 S_{22} 、 S_{27} 和 S_{28} 的结电容电压均为 0, 开关 S_{22} 和 S_{27} 的触发信号也为正, 因此实现了开关 S_{21} 、 S_{22} 、 S_{27} 和 S_{28} 的零电压开通。


 (a) t_0 时刻之前

 (b) $t_0 \sim t_1$ 时间段

 (c) t_1 时刻

 (d) $t_1 \sim t_{1res}$ 时间段

 (e) t_{1res} 时刻

 (f) $t_{1res} \sim t_2$ 时间段

 (g) $t_2 \sim t_3$ 时间段

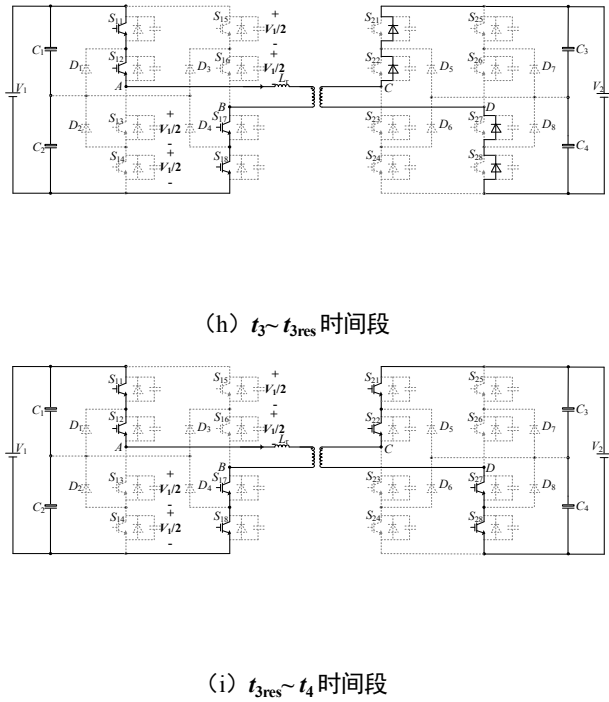


图3 双重移相控制下变器工作模式

Fig.3 Topologies stages within a switching cycle

4 传输功率特性分析

当三电平 DAB 达到稳定运行状态时, 在一个开关周期内, 电感 L_r 流过的电流 i_{Lr} 的平均值等于 0。 i_{Lr} 波形在一个周期内是对称的, 假设 t_0 为一个周期的起始时间, t_4 为半周期时间点, t_8 为该周期的结束时间, 则

$$i_{Lr}(t_0) = i_{Lr}(t_8) = -i_{Lr}(t_4) \quad (1)$$

各个时间段内的电感电流 i_{Lr} 可根据如下表达式来求出:

$$L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = v_{Lr} \quad (2)$$

根据式 (1) 和式 (2), 并结合图 2 所示的各时间段内电感电压值, 可以得出, 在功率正向传输, 即能量从 V_1 侧流向 V_2 侧时, 各时间段的电感电流分别为

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) = -\frac{V_1(1-D_1) + nV_2(D_1 + 2D_2 - 1)}{4L_r f_s} \\ i_{Lr}(t_1) = -\frac{V_1(1-D_1) + nV_2(-D_1 + 2D_2 - 1)}{4L_r f_s} \\ i_{Lr}(t_2) = \frac{nV_2(1-D_1) + V_1(-D_1 + 2D_2 - 1)}{4L_r f_s} \\ i_{Lr}(t_3) = \frac{nV_2(1-D_1) + V_1(D_1 + 2D_2 - 1)}{4L_r f_s} \end{cases} \quad (3)$$

式 (3) 中, f_s 为开关频率, 即 $1/2T_{hs}$ 。

三电平 DAB 的正向平均传输功率为:

$$P_t = \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_0}^{t_4} v_{AB}(t) v_{Lr}(t) dt = \frac{nV_1 V_2 (2D_2 - 2D_2^2 - D_1^2)}{4L_r f_s} \quad (4)$$

三电平 DAB 的反向平均传输功率为

$$P_t = \frac{1}{T_{hs}} \int_{t_0}^{t_4} v_{AB}(t) v_{Lr}(t) dt = \frac{nV_1 V_2 (2D_2 + 2D_2^2 + D_1^2)}{4L_r f_s} \quad (5)$$

式 (4) 和 (5) 中, $-1 \leq D_2 \leq 0$, $0 \leq D_2 \leq 1$ 。

定义 $k = nV_2/V_1$ 为电压比, 功率基准值 $P_{base} = nV_1^2/8L_r f_s$ 为三电平变换器的最大传输功率, 则传输功率的标么值为

$$P_t^* = \begin{cases} 4kD_2(1-D_2) - 2kD_1^2 (0 \leq D_2 \leq 1) \\ 4kD_2(1+D_2) + 2kD_1^2 (-1 \leq D_2 \leq 0) \end{cases} \quad (6)$$

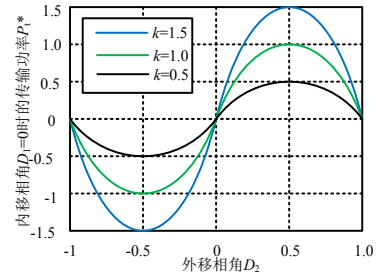
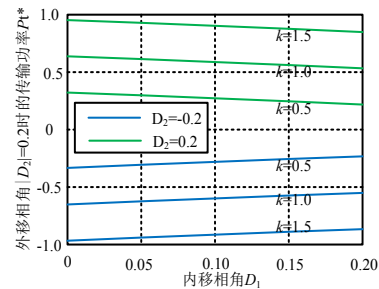

 (a) $D_1=0.1$

 (b) $D_2=0.2$

图4 传输功率变化曲线

Fig.4 Variation curves of unified transmission power

根据图 4 (a) 和 (b), 在双重移相控制下, 三电平 DAB 的传输功率随着 k 、 D_1 和 D_2 的变化

而变化：在特定的 k 和 D_1 时，当 $D_2=0.5$ 时，传输功率达到最大值；此外，传输功率随着电压比 k 的增大而增大；在特定的 k 和 D_2 时，传输功率随着 D_1 的减小而增大，当 $D_1=0$ 时，即开关的占空比为 50% 时，传输功率最大，但此时变换器无法利用谐振完成零电压开通。

5 软开关条件和范围分析

通过确保开关两端的电压被导通的反并联二极管钳位到零时才开始导通，反并联二极管导通前开关的结电容电压为零，才能完成零电压开通。本文所采取的三电平双有源桥 DC-DC 变换器利用发生在串联电感 L_r 和开关结电容之间的谐振，从而钳制开关结电容两端电压为零。三电平 DAB 的一次侧开关的 ZVS 约束简化如下： S_{11} 、 S_{12} 、 S_{17} 和 S_{18} 在导通前要求 $i_{Lr} < 0$ ，而 S_{13} 、 S_{14} 、 S_{15} 和 S_{16} 在导通前要求 $i_{Lr} > 0$ 。在此基础上，讨论双移相控制下的三电平 DAB 变换器一次侧的软开关特性。

为了确保一次侧所有开关能够完成零电压开通，电感 L_r 中储存的能量必须大于开关结电容中的能量：在 t_0 时刻，电感 L_r 中储存的能量必须大于开关 S_{11} 、 S_{18} 、 S_{14} 和 S_{15} 的结电容中的能量；在 t_1 时刻，电感 L_r 中储存的能量必须大于开关 S_{13} 、 S_{14} 、 S_{15} 和 S_{16} 的结电容中的能量，即

$$\begin{cases} \frac{1}{2} L_r I_{Lr}^2(t_0) > 4 \frac{1}{2} C_s \left(\frac{V_1}{2}\right)^2 \\ \frac{1}{2} L_r I_{Lr}^2(t_1) > 4 \frac{1}{2} C_s \left(\frac{V_1}{2}\right)^2 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{2} L_r I_{Lr}^2(t_2) > 4 \frac{1}{2} C_s \left(\frac{V_2}{2}\right)^2 \\ \frac{1}{2} L_r I_{Lr}^2(t_3) > 4 \frac{1}{2} C_s \left(\frac{V_2}{2}\right)^2 \end{cases} \quad (8)$$

式 (7) 和 (8) 中， C_s 为一次侧开关 $S_{11} \sim S_{18}$ 的结电容。

将式 (3) 代入式 (7) 和 (8) 中，得到

$$\begin{cases} \left| \frac{V_1(1-D_1) + nV_2(D_1 + 2D_2 - 1)}{4L_r f_s} \right| > V_1 \sqrt{\frac{C_s}{L_r}} \\ \left| \frac{V_1(1-D_1) + nV_2(-D_1 + 2D_2 - 1)}{4L_r f_s} \right| > V_1 \sqrt{\frac{C_s}{L_r}} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \left| \frac{V_1(1-D_1) + nV_2(D_1 + 2D_2 - 1)}{4L_r f_s} \right| > V_2 \sqrt{\frac{C_s}{L_r}} \\ \left| \frac{V_1(1-D_1) + nV_2(-D_1 + 2D_2 - 1)}{4L_r f_s} \right| > V_2 \sqrt{\frac{C_s}{L_r}} \end{cases} \quad (10)$$

也即

$$\begin{cases} D_2 > \frac{k-1}{2k} + \frac{2f_s}{k} \sqrt{C_s L_r} + \frac{k+1}{2k} D_1 \\ D_2 > \frac{1-k}{2k} + \frac{2kf_s}{n} \sqrt{C_s L_r} + \frac{k+1}{2} D_1 \end{cases} \quad (11)$$

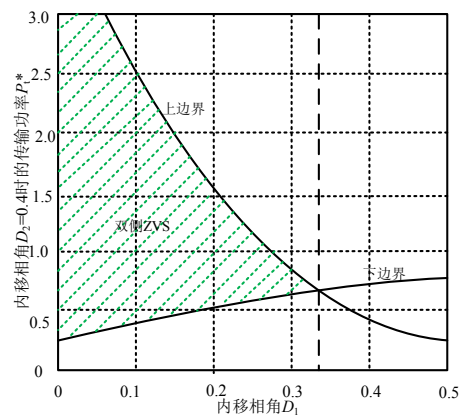
根据式 (6)，得到

$$k = \frac{P_t^*}{4D_2(1-D_2) - 2D_1^2} \quad (12)$$

将式 (12) 代入式 (11) 中，得到

$$\frac{(1-2D_2+D_1)(4D_2-4D_2^2-2D_1^2)}{1-\frac{4f_s\sqrt{C_s L_r}}{n}-D_1} < P_t^* < \frac{(1-4f_s\sqrt{C_s L_r}-D_1)(4D_2-4D_2^2-2D_1^2)}{1-2D_2+D_1} \quad (13)$$

图 5 (a) 显示了 $k=1$ 、 $D_2=0.2$ 时的软开关范围，图 5 (b) 显示了 $k=1$ 、 $D_1=0.1$ 时的软开关范围。



(a) $k=1$, $D_2=0.2$

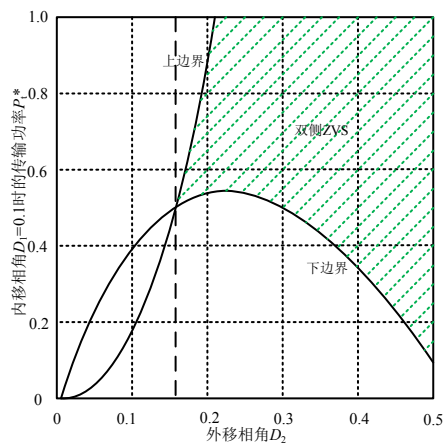

 (b) $k=1, D_1=0.1$

图 5 ZVS 功率范围

 Fig.5 ZVS power range varied with D_1 or D_2

6 仿真验证

为了验证三电平 DAB 的双重移相控制在所分析的移相角范围内能够实现软开关的理论判断, 本文通过 SIMULINK 进行仿真, 其中三电平双有源桥 DC/DC 变换器的主要参数如下:

表 1 双有源桥 DC/DC 变换器的主要参数
Tab.1 Main parameters of DAB converter

参数	值
输入电压 V_1	1000 V
输出电压 V_2	900 V
辅助电感 L_r	65 μ H
结电容 C_s	2.9 nF
开关频率 f_s	10 kHz

移相角 D_1 和 D_2 设置为 $D_1=0.1$ 、 $D_2=0.2$ 时, $P_1^*=0.62$, 根据图 5, 可以看出三电平 DAB 工作在软开关模式; 而移相角 D_1 和 D_2 设置为 $D_1=0.1$ 、 $D_2=0.1$ 时, $P_1^*=0.34$, 根据图 5, 可以看出三电平 DAB 工作在硬开关模式。为了验证上述的分析, 对两组不同的移相角组合进行仿真。

图 6 和图 7 分别为常规 DAB 和软开关 DAB 的原副边桥臂电压和电感电流波形。可以看出, 常规 DAB 原副边桥臂电压为两电平模式, 电感电流波形较为尖锐, 而软开关 DAB 原副边桥臂电压为三电平模式, 电感电流波形接近正弦, 通过调整移相角 D_1 和 D_2 , 可以使电感电流趋近于正弦。

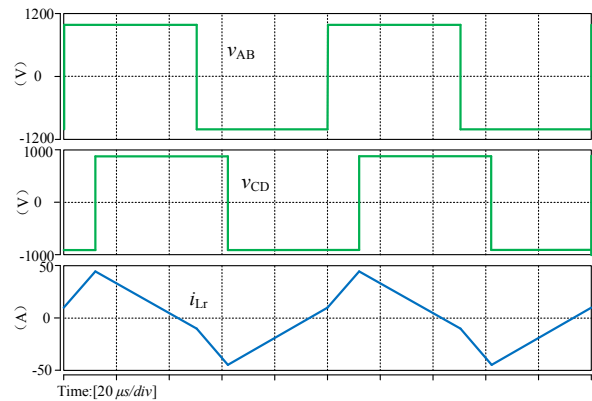


图 6 常规 DAB 原副边桥臂电压和电感电流波形

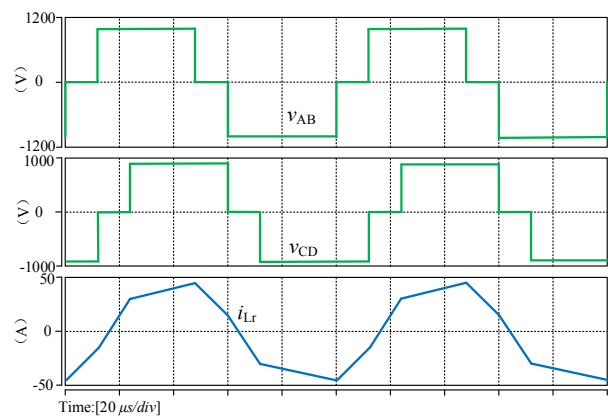
 Fig.6 Voltage and inductor waveforms of conventional DAB when $D_1=0.1$ and $D_2=0.1$


图 7 软开关 DAB 原副边桥臂电压和电感电流波形

 Fig.7 Voltage and inductor waveforms of ZVS DAB when $D_1=0.1$ and $D_2=0.2$

图 8 为 $D_1=0.1$ 、 $D_2=0.1$ 时开关 IGBT S_{11} 和 S_{15} 的电压和电流波形。在开关两端仍有电压时, IGBT 的电流开始过零增加, 即为硬导通。图 9 为 $D_1=0.1$ 、 $D_2=0.2$ 时开关 IGBT S_{11} 和 S_{15} 的电压和电流波形, 可以看出, 当开关两端电压降为零后, IGBT 的电流开始增加, 即为零电压开通。两组仿真结果与理论判断符合, DAB 在 ZVS 范围内选取的移相角组合可以使得开关完成零电压开通, 在 ZVS 范围外选取的移相角组合使开关工作在硬导通状态。

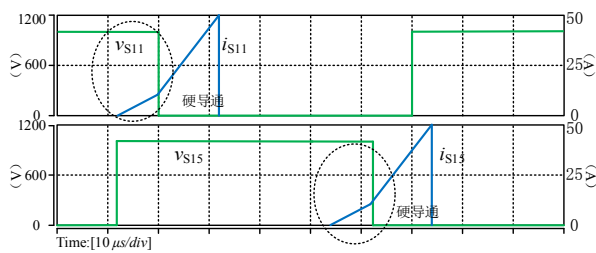


图 8 常规 DAB 开关电压和电流波形

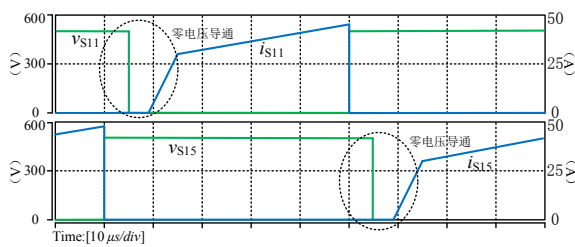
Fig.8 Switches' voltage and current waveforms of conventional DAB when $D_1=0.1$ and $D_2=0.1$ 

图 9 软开关 DAB 开关电压和电流波形

Fig.9 Switches' voltage and current waveforms of ZVS DAB when $D_1=0.1$ and $D_2=0.2$

在 $0 \leq D_1 \leq 0.5$, $0 \leq D_2 \leq 0.5$ 的范围内选取更多的移相角组合进行仿真, 对 DAB 两侧各个开关管的电压电流波形进行分析, 处于 ZVS 范围内的移相角组合均能使各个开关管完成零电压开通, 处于 ZVS 范围外的移相角组合使各个开关管硬导通。

7 结论

本文对双重移相控制下三电平双有源桥 DC-DC 变换器软开关实现过程、传输功率和软开关实现条件进行了详细分析, 通过考虑软开关实现条件对移相角范围进行限制, 最后在所确定的 ZVS 移相角范围内和范围外分别选取合适的组合进行仿真验证, 结果表明, ZVS 范围内移相角组合的选取方案, 可以保证 DAB 开关器件都工作在零电压开通状态, ZVS 范围外的移相角组合则使得各个开关管工作在硬导通状态。在此基础

上, 可以进一步对 DAB 移相角范围进行限制以减小回流功率和电流应力, 通过减少损耗和提高效率, 改善三电平 DAB 的性能。

参考文献

- [1] B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, "A Practical Solution of High-Frequency-Link Bidirectional Solid-State Transformer Based on Advanced Components in Hybrid Microgrid," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, pp. 4587-4597, 2015.
- [2] L. Xue, Z. Shen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, and D. Diaz, "Dual Active Bridge-Based Battery Charger for Plug-in Hybrid Electric Vehicle With Charging Current Containing Low Frequency Ripple," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, pp. 7299-7307, 2015.
- [3] Z. Zhang, Z. Ouyang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, "Analysis and Design of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for Fuel Cells and Supercapacitors Hybrid System," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, pp. 848-859, 2012.
- [4] 金莉, 刘邦银, 段善旭. 三电平双有源全桥 DC-DC 变换器回路功率最小的移相控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5864-5873.
- [5] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua. Power character of isolated bidirectional dual active bridge DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 4172-4176.
- [6] 杨敏. PWM 加移相控制双有源全桥双向 DC-DC 变换器的研究[D]. 南京航空航天大学, 2013.
- [7] 沙广林. 电力电子变压器中双有源桥 DC-DC 变换器的研究[D]. 中国矿业大学(北京), 2016.
- [8] M. A. Moonem and H. Krishnaswami, "Analysis and control of multilevel dual active bridge DC-DC converter," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., 2012, pp. 1556-1561.
- [9] M. A. Moonem and H. Krishnaswami, "Control and configuration of three-level dual-active bridge DC-DC converter as a front-end interface for photovoltaic system," in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., 2014, pp. 3017-3020.

收稿日期: 2020.10.24

作者简介:

徐伟(1996), 男, 硕士研究生, 研究方向为双有源桥 DC-DC 变换器, Email: 2857153956@qq.com
 张建忠(1970), 男, 研究员, 博士生导师, 研究方向为智能变电站、新能源发电和电力电子技术