

DOI: 10.7667/PSPC160583

双有源桥轻载下的软开关研究

侯川川, 仇志丽, 刘建华

(中国矿业大学, 江苏 徐州 221000)

摘要: 通过分析双有源桥单移相控制下的软开关实现条件, 得出电压不匹配时在双有源桥轻载范围内不能实现软开关。为此在单移相控制基础上引入单 PWM 控制, 并从理论上分析了轻载时软开关的实现条件, 分析表明单 PWM 控制可以扩大软开关的实现范围, 但在零输出功率附近仍然存在盲区。进一步提出双 PWM 控制, 推导得出当双有源桥接近零输出功率时双 PWM 控制能够实现软开关。最后利用实验平台对轻载情况下的软开关进行分析研究, 结果表明与单移相控制相比 PWM 控制实现软开关的范围增加。

关键词: 双有源桥; 软开关; 单移相控制; 轻载; PWM 控制

Research on soft switching of dual active bridge with light load

HOU Chuanchuan, QIU Zhili, LIU Jianhua

(China University of Mining and Technology, Xuzhou 221000, China)

Abstract: By analyzing the conditions of soft switch under single phase shift control of double active bridge, it is concluded that the soft switch cannot be implemented under light load of double active bridge when the voltage does not match. Therefore, based on single phase-shift control a single PWM control is introduced, and theoretically analyzing soft switching under the light load conditions, the result shows that single PWM control can enlarge the realization of soft switching range, but there is still blind area in the vicinity of the zero output power. This paper proposes a double PWM control, and derives that the dual PWM control can achieve soft switching when the output of double active bridge is close to zero power. Finally, the experiment of light load is analyzed, and the results show that the range of soft switching is increased by PWM control compared with single phase shift control.

Key words: dual active bridge; soft switch; single phase shift control; light load; PWM control

0 引言

随着电力终端消费中直流负载所占比重的增加, 直流配电所具有的变流环节少、效率高等优点逐步突显^[1-5]。双有源桥(Dual Active Bridge, DAB)变换器作为高频功率模块, 具有体积小、效率高、功率密度高的优势, 并且能够灵活控制能量的双向流动, 因此文献[6-7]认为基于双有源桥的直流固态变压器将成为柔性直流配网中的关键环节。

DAB 通常使用单移相控制(Single Phase Shift, SPS), 其特点是控制简单、回流功率较大、整体效率偏低, 为此文献[8-11]采用双重移相控制减少功率回流, 但是这种控制存在软开关区域减小的问题。由于外加电感与变压器漏感的存在以及负载变化, 变压器原副边电压比值往往不等于变压器变比, 即 DAB 输入输出电压不匹配, 此时 DAB 的软开关范

围受到输出功率的限制, 由此造成的开关损耗将直接影响变换器的运行效率。文献[12]虽然对这种情况下的 DAB 开关模态、最优电流控制做了研究, 但并没有讨论软开关的实现范围与输出功率的关系, 也没有考虑 PWM 控制对软开关范围的影响。文献[13]通过分析全桥直流变换器的工作原理, 提出一种新的 PWM 控制方法, 扩大了 DAB 的软开关范围, 没有针对全负载范围的软开关实现问题进行研究。

为了使 DAB 在全负载范围内能够实现软开关, 本文首先分析了单移相控制下的开关模态、软开关约束条件。结合文献[12-13]在单移相控制的基础上引入单 PWM 控制, 从理论上分析了电压不匹配情况下轻载时软开关的实现条件和缺陷, 进一步提出双 PWM 控制, 推导得出双有源桥接近零输出功率时双 PWM 控制实现软开关的条件。最后通过实验

对轻载时的软开关情况进行研究,验证了 DAB 电压不匹配时 PWM 控制实现软开关的有效性。

1 DAB 单移相控制

1.1 DAB 单移相控制工作原理

双有源桥变换器(Dual Active Bridge, DAB)包含三级结构,分别为高频逆变输入级、隔离级和整流输出级,其拓扑结构如图 1 所示^[14-15]。

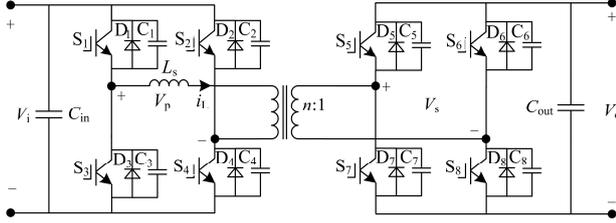


图 1 DAB 结构拓扑图

Fig. 1 DAB structure topology

图中 V_i 、 V_o 分别为 DAB 输入、输出电压, C_{in} 、 C_{out} 分别为输入、输出电容, L_s 为高频变压器漏感, i_L 为漏感电流, V_p 为主边桥电压, V_s 为副边桥电压, $S_1 \sim S_8$ 为开关管, $D_1 \sim D_8$ 为开关管反并联二极管, 开关结电容为 $C_1 \sim C_8$ 。为了便于分析, 做如下假设: (1) 变换器处于稳态工作状态; (2) $S_1 \sim S_8$ 为理想开关; (3) L_s 等于变压器的漏感与外加电感之和; (4) 忽略变压器的磁化电感和绕组电容。变压器原副边桥臂每个开关的占空比为 50%, 同一桥臂上下开关管互补导通, 斜对角的两只开关管同步通断, 原副边桥臂之间的移相角为 φ , 单移相控制下 DAB 工作情况如图 2 所示。

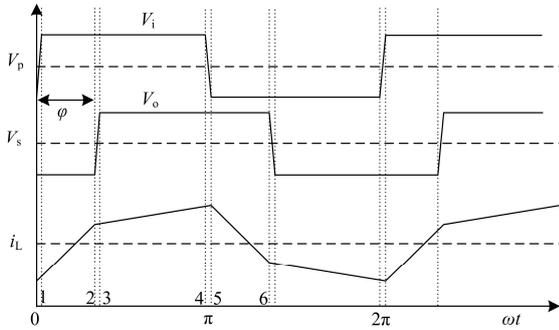


图 2 移相控制下 DAB 电压、电流波形

Fig. 2 DAB voltage and current waveform under phase shift control

在一个开关周期内, DAB 有 10 个开关模式, 考虑到前后半个周期具有对称性, 仅分析前半个周期。根据图 2 绘制开关模式等效电路, 如图 3 所示。各区间开关状态分析如下。

1) 区间 1~2 ($0 < \theta < \varphi$) 只有一种开关模式, 开关 S_1 、 S_4 、 S_6 、 S_7 导通, 输入电压 $V_i = V_p$, 输出电压 $V_o = -V_s$, 如图 3(a), 则区间内电流可表示为

$$i_L(\theta) = \frac{V_i + V_o}{\omega L} \cdot \theta + i_L(0) \quad (1)$$

2) 区间 2~3 ($\varphi \leq \theta \leq \varphi + \pi$) 有两种开关模式。 φ 时开关 S_6 、 S_7 关断, 由于 C_6 、 C_7 初始电压为零, C_5 、 C_8 初始电压为 V_o , i_L 向 C_6 、 C_7 充电, 同时 C_5 、 C_8 被放电, 如图 3(b)。当 C_6 、 C_7 电压升到 V_o , C_5 、 C_8 电压降到零时, 二极管 D_5 、 D_8 自然导通, 如图 3(c) 所示。

3) 区间 3~4 ($\varphi < \theta < \pi$) 的开关模式只有一种, 二极管 D_5 、 D_8 导通后, 开关 S_5 、 S_8 零电压导通, 输入电压 $V_i = V_p$, 输出电压 $V_o = V_s$, 如图 3(d), 则区间内电流为

$$i_L(\theta) = \frac{V_i - V_o}{\omega L} \cdot (\theta - \varphi) + i_L(\varphi) \quad (2)$$

4) 区间 4~5 ($\pi \leq \theta \leq \pi + \varphi$) 的开关模式有两种。开关 S_1 、 S_4 关断, 由于 C_1 、 C_4 初始电压为零, C_2 、 C_3 初始电压为 V_o , i_L 向 C_1 、 C_4 充电, 同时 C_2 、 C_3 被放电, 如图 3(e)。当 C_1 、 C_4 电压升到 V_o , C_2 、 C_3 电压降到零时, 二极管 D_2 、 D_3 自然导通, 如图 3(f) 所示。

根据对称性, 可得 $i_L(0) = -i_L(\pi)$, 分别令 $\theta = 0$ 、 $\theta = \pi$ 代入式(1)、式(2), 得到输出平均电流为

$$i_{avg} = \frac{V_i}{\omega L} \cdot \frac{\phi(\pi - \phi)}{\pi} \quad (3)$$

针对电压不对称的情况, 定义电压比 $c = nV_o/V_i$, 其中 n 为原副边匝比, 则 DAB 输出平均功率为

$$P_o = \frac{V_i^2}{\omega L} \cdot c \cdot \frac{\phi(\pi - \phi)}{\pi} \quad (0 \leq \phi \leq \pi/2) \quad (4)$$

由此看出, 输出功率不仅与移相角 φ 有关, 电压比 c 也会对输出功率产生影响。

1.2 单移相控制软开关约束条件

从图 3(b)可以看出, 实现 S_6 、 S_7 的零电压关断, 需保证电感电流 $i_L \leq 0$, 从而结电容 $C_5 \sim C_8$ 才能完成充放电, 电压平衡后 S_5 、 S_8 零电压开通。类似地, 图 3(e)表明电感电流 $i_L \geq 0$ 才能实现零电压关断与开通。因此, 所有开关管实现软开关的必要条件为

$$\begin{cases} i_L(0) \leq 0 \\ i_L(\varphi) \geq 0 \end{cases} \quad (5)$$

将式(1)、式(2)、式(4)分别代入式(5), 可得 DAB 实现软开关的条件为

$$\frac{\phi(\pi - \phi)(\pi - 2\phi)}{\pi^2} \leq P \cdot \frac{\omega L}{V_i^2} \leq \frac{\phi(\pi - \phi)}{\pi - 2\phi} \quad (6)$$

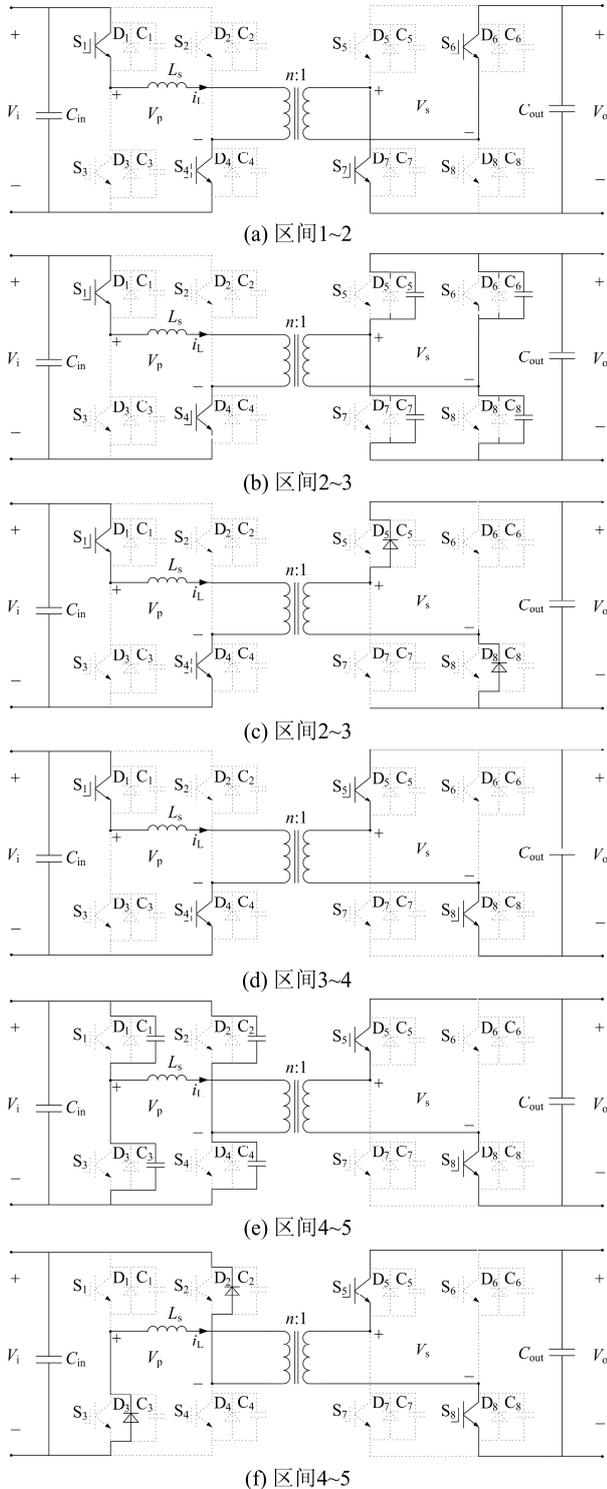


图 3 DAB 开关模式等效电路

Fig. 3 Switching mode equivalent circuit of DAB

根据式(5)、式(6)绘出单移相控制下的移相-功率曲线, 如图 4 所示, 其中边界 1 和边界 2 之间的区域是 DAB 实现软开关的范围。

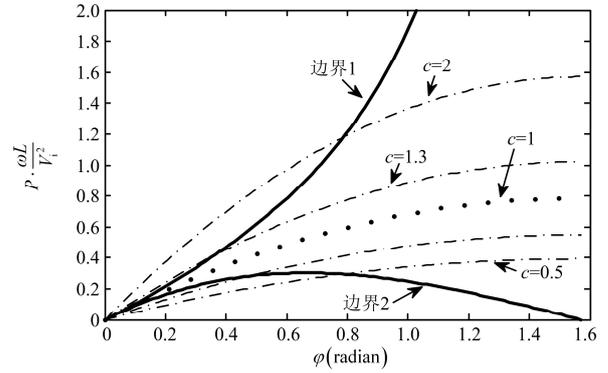


图 4 单移相控制下 DAB 的移相-功率曲线

Fig. 4 Phase shift and power curve of DAB under single phase shift control

为便于观察, 纵坐标数值为 $P\omega L/V_i^2$ 。由图可知, 当电压比 $c=1$ 时, 在功率变化的全部范围内, 曲线在边界内侧, 即 DAB 能够实现软开关; 当电压比 $c \neq 1$ 时, 轻载时的移相-功率曲线超出了软开关的边界, 并且随着移相角 ϕ 的减小, 软开关的范围也在减小, 即轻载时单移相控制下的 DAB 实现软开关的范围较小。

2 单 PWM 控制

根据图4中的两条边界线, 将电压比 c 的范围分为 $c < 1$ 和 $c > 1$ 两部分, 分别讨论这两种情况下 DAB 实现软开关的条件。

2.1 $c < 1$ 时的单 PWM 控制

在单移相控制的基础上, 控制变压器原副边桥臂的占空比称为单 PWM 控制。变压器原边输入电压 V_p 采用 PWM 控制, 其占空比小于 0.5, 副边输出电压 V_s 占空比保持 0.5 不变, DAB 电压、电流波形如图 5 所示。

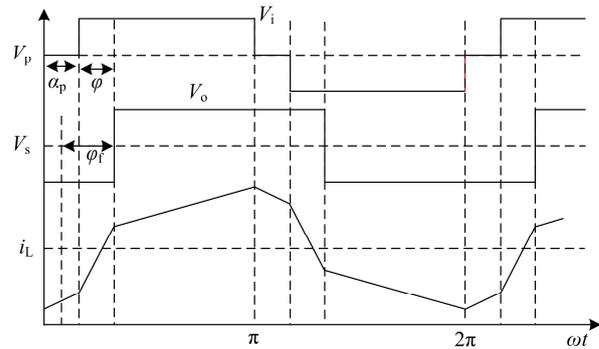


图 5 $c < 1$ 时单 PWM 控制下 DAB 电压、电流波形

Fig. 5 DAB voltage and current waveform under the control of single PWM when $c < 1$

图中由原边占空比产生的变压器两侧移相角称为 α_p , φ 为单移相角, φ_f 为等效移相角, 其大小为

$$\varphi_f = \varphi + \frac{1}{2}\alpha_p$$

与前文分析类似, 根据电感的电压、电流关系易得

$$\begin{cases} i_L(0) = -\frac{V_i}{\omega L} \left[c\varphi + (c - \frac{1}{2})\alpha_p + \frac{\pi(1-c)}{2} \right] \\ i_L(\alpha_p) = -\frac{V_i}{\omega L} \left[c\varphi - \frac{1}{2}\alpha_p + \frac{\pi(1-c)}{2} \right] \\ i_L(\alpha_p + \varphi) = \frac{V_i}{\omega L} \left[\varphi + \frac{1}{2}\alpha_p + \frac{\pi(1-c)}{2} \right] \\ P = \frac{V_i^2}{\omega L} \cdot c \cdot \left[\varphi_f \left(1 - \frac{\varphi_f}{\pi} \right) - \frac{1}{4\pi} \alpha_p^2 \right] \end{cases} \quad (7)$$

由上式看出, 与 φ 类似, φ_f 可以控制输出功率流向及其大小。根据图 5 和式(7)可得变压器两侧桥臂的软开关约束条件为

$$\begin{cases} i_L(0) < 0 \\ i_L(\alpha_p) < 0 \\ i_L(\alpha_p + \varphi) > 0 \end{cases} \quad (8)$$

为了使得软开关的范围达到最大, 由式(7)可知, α_p 随着 φ_f 的减小而增加, 因此 $c < 1$ 时 $\varphi = 0$ 可以降低输出功率, 计算得 α_p 和 φ_f 的最佳取值为

$$\begin{cases} \alpha_p = \pi(1-c) \\ \varphi_f = \frac{1}{2}\pi(1-c) \end{cases}$$

此时满足软开关的输出功率即最小输出功率为

$$P_{\min} = \frac{V_i^2}{\omega L} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot c^2 \cdot (1-c) \quad (9)$$

由此可绘出 $c < 1$ 时单 PWM 控制与单移相控制下实现软开关的最小功率输出曲线, 如图 6 所示。

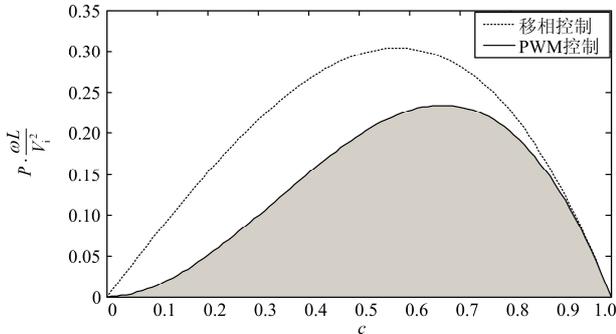


图 6 $c < 1$ 时两种控制下的电压比-功率曲线

Fig. 6 Voltage ratio power curve under two kinds of control when $c < 1$

从图中可以看出, 随着电压比 c 的改变, 与移相控制相比, 单 PWM 控制可以在更小的输出功率下实现软开关, 即轻载时单 PWM 控制下 DAB 实现软开关的范围增加。图中阴影部分为不能实现软开关的区域, 这表明单 PWM 控制下软开关的实现范围仍然受最小输出功率限制。

2.2 $c > 1$ 时的单 PWM 控制

与 $c < 1$ 的情况不同, $c > 1$ 时变压器副边输出电压 V_s 采用 PWM 控制, 其占空比小于 0.5, 原边输入电压 V_p 占空比保持 0.5 不变, DAB 电压、电流波形如图 7 所示。

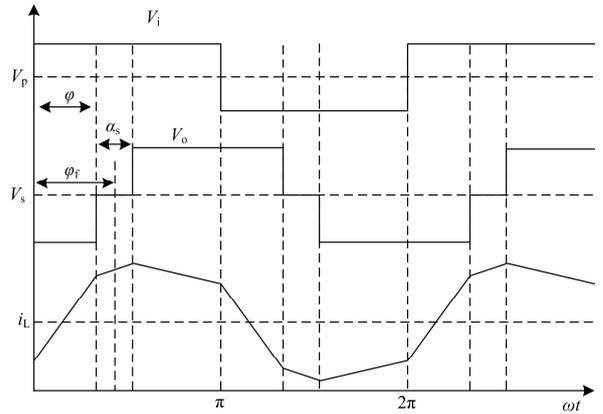


图 7 $c > 1$ 时单 PWM 控制下 DAB 电压、电流波形

Fig. 7 DAB voltage and current waveform under the control of single PWM when $c > 1$

图中由副边占空比产生的变压器两侧移相角称为 α_s , φ 为单移相角, φ_f 为等效移相角, 其大小为

$$\varphi_f = \varphi + \frac{1}{2}\alpha_s$$

与 $c < 1$ 的分析类似, 当

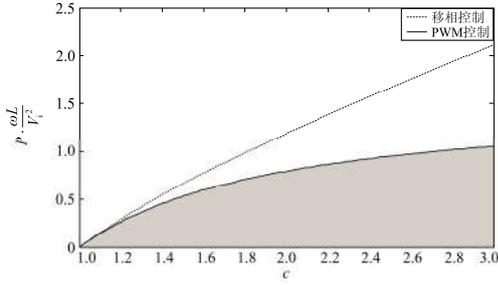
$$\begin{cases} \alpha_s = \pi \left(1 - \frac{1}{c} \right) \\ \varphi_f = \frac{1}{2} \pi \left(1 - \frac{1}{c} \right) \end{cases}$$

时, 实现软开关的最小输出功率为

$$P_{\min} = \frac{V_i^2}{\omega L} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{c} \right) \quad (10)$$

由此可绘出 $c > 1$ 时单 PWM 控制与单移相控制下实现软开关的最小功率曲线, 如图 8 所示。

图 8 表明, 随着电压比 c 的增加, 单 PWM 控制实现软开关的最小输出功率相对较小, 即轻载时单 PWM 控制下的 DAB 更容易实现软开关, 其中阴影部分表明, 单 PWM 控制仍然不能在全负载范围内实现软开关。

图 8 $c > 1$ 时两种控制下的电压比-功率曲线Fig. 8 Voltage ratio power curve under two kinds of control when $c > 1$

3 双 PWM 控制及复合控制

3.1 双 PWM 控制

前面的分析表明单 PWM 控制虽然可以扩大软开关的实现范围, 但输出功率降至零附近时, 单 PWM 控制存在软开关盲区。为此提出双 PWM 控制, 变压器原副边电压 V_p 、 V_s 均采用 PWM 控制, 其占空比都小于 0.5, 双 PWM 控制下 DAB 电压、电流波形如图 9 所示。

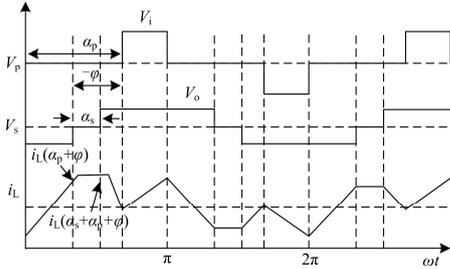


图 9 双 PWM 控制下 DAB 电压、电流波形

Fig. 9 DAB voltage and current waveform under the control of dual PWM

图中由原边占空比产生的变压器两侧移相角称为 α_p , 由副边占空比产生的变压器两侧移相角称为 α_s , φ 为单移相角, φ_f 为等效移相角, 其大小为

$$\varphi_f = \varphi + \frac{1}{2}\alpha_p + \frac{1}{2}\alpha_s$$

根据电感的电压、电流关系, 易得

$$\begin{cases} i_L(0) = -\frac{V_i}{\omega L} \left[c\varphi_f + \frac{c-1}{2}\alpha_p + \frac{1-c}{2}\pi \right] \\ i_L(\alpha_p + \varphi) = \frac{V_i}{\omega L} \left[\frac{1}{2}\alpha_p - \frac{c \cdot \alpha_s}{2} + \frac{c-1}{2} \right] \\ i_L(\alpha_p + \alpha_s + \varphi) = i_L(\alpha_p + \varphi) \\ i_L(\alpha_p) = -\frac{V_i}{\omega L} \left[\frac{c-1}{2}\alpha_p - c\varphi_f + \frac{1-c}{2}\pi \right] \\ P = \frac{V_i^2}{\omega L} \cdot c \cdot \varphi_f \left(1 - \frac{\alpha_p}{\pi} \right) \end{cases} \quad (11)$$

不难看出变压器原副边桥臂的软开关约束条件为

$$\begin{cases} i_L(0) < 0 \\ i_L(\alpha_p + \varphi) > 0 \\ i_L(\alpha_p + \alpha_s + \varphi) > 0 \\ i_L(\alpha_p) < 0 \end{cases} \quad (12)$$

经计算可得 α_p 和 α_s 的最佳取值为

$$\begin{cases} \alpha_p = \pi - \frac{2c\varphi_f}{1-c} \\ \alpha_s = \pi - \frac{2\varphi_f}{1-c} \end{cases}$$

将 α_p 和 α_s 代入 φ_f , 可得当 φ 为 $-\pi$ 时, φ_f 等于零, 由式(11)得此时输出功率降至零。因此 $\alpha_p = \alpha_s = \pi$ 时满足软开关的输出功率为零, 即轻载时双 PWM 控制下软开关的实现范围没有盲区。

3.2 复合控制

与单 PWM 控制相比双 PWM 控制能够弥补零功率输出附近的软开关范围, 由图 9 及式(11)可以看出, 随着输出功率的增加, φ_f 逐渐上升, α_s , α_p 逐渐下降。当 φ_f 上升至 $\pi(1-c)/2$ 时, α_s 降至零, α_p 降至 $\pi(1-c)$, 根据上文分析这是单 PWM 控制下 α_p 的最佳值, 即随着输出功率的上升双 PWM 控制能够无缝切换到单 PWM 控制。取 $c=0.5$ 绘制不同控制下等效移相角与输出功率、 α_s 和 α_p 的关系图, 如图 10 所示。

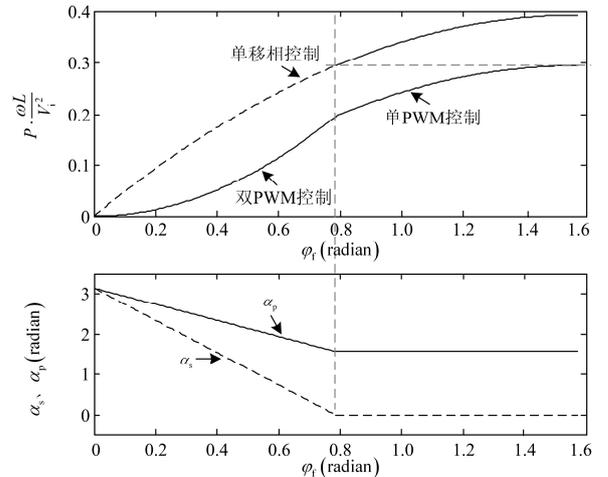


图 10 $c=0.5$ 时 PWM 复合控制的等效移相-功率曲线
Fig. 10 Equivalent phase shift power curve under multiple PWM control when $c=0.5$

图中: $0 < \varphi < \pi/2$ 时, 单移相控制的虚线部分不能实现软开关, 与此同时双 PWM 控制能够完全实现软开关; 当 $\pi/2 < \varphi < \pi$ 时, 所有控制均可实现软开

关。图 10 表明 PWM 控制的输出功率整体较小，因而在轻载时具有优势。

4 实验验证

为了验证 DAB 软开关分析的正确性，根据图 1 搭建实验平台，按照电压比将实验分为 $c < 1$ 和 $c > 1$ 两种情况。其中，输入侧直流电压为 400 V，变压器变比 $n=2$ ，开关频率为 10 kHz，变压器附加漏感 $L_s=1$ mH。 $c < 1$ 的实验波形如图 11 所示。

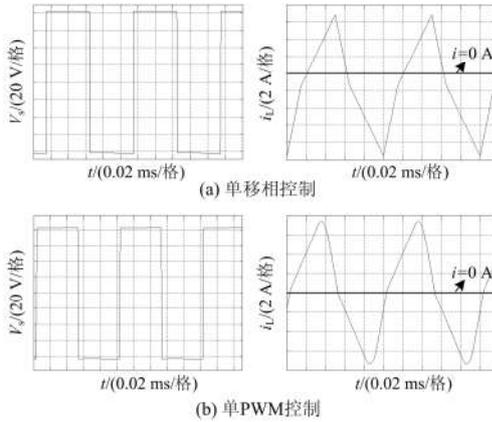


图 11 $c < 1$ 时两种控制下的实验波形

Fig. 11 Experiment waveforms under two kinds of control when $c < 1$

图 11 中输出电压 V_s 约 85 V，则 $c=0.425$ ，前半周期中单移相控制下开关切换时负载电流 i_L 均小于零，与式(5)相比较，表明此时不满足软开关的实现条件。改用单 PWM 控制时，负载电流 i_L 的正负情况有所变化，与式(8)相比较，可知此时满足软开关的实现条件。

$c > 1$ 的实验波形如图 12 所示。在变压器承受范

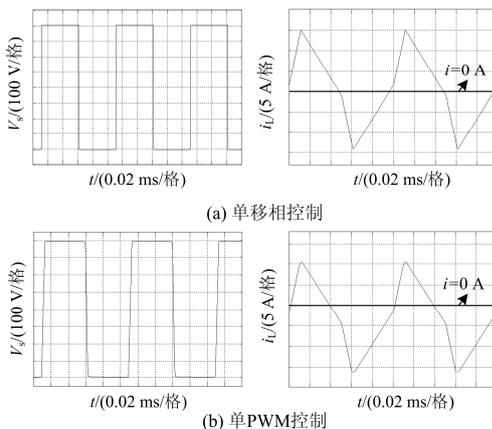


图 12 $c > 1$ 时两种控制下的实验波形

Fig. 12 Experiment waveforms under two kinds of control when $c > 1$

围内，输出电压 V_s 约为 400 V，则 $c=2$ ，前半周期中单移相控制下开关切换时负载电流 i_L 均大于零，与式(5)相比较，表明此时不满足软开关的实现条件。改用单 PWM 控制后，负载电流 i_L 发生变化，与式(8)相比较，可知此时满足软开关的实现条件。

5 结论

本文分析了 DAB 单移相控制下的软开关实现条件，并通过边界条件绘制单移相-功率图，得出轻载时单移相控制下软开关的限制范围。引入单 PWM 控制并将电压比分成 $c < 1$ 和 $c > 1$ 两部分，分别从理论上研究了轻载时这两种情况下实现软开关的条件，分析表明单 PWM 控制可以扩大软开关的实现范围，但在零输出功率附近仍然存在盲区。为此，进一步提出双 PWM 控制，分析表明：在零输出功率附近双 PWM 控制仍然能够实现软开关。最后通过实验对轻载情况下的软开关进行验证，结果表明，相比单移相控制，在 $c < 1$ 和 $c > 1$ 时 PWM 控制均能实现软开关，与理论分析相符。

参考文献

- [1] 崔福博, 郭剑波, 荆平, 等. 直流配电技术综述[J]. 电网技术, 2014, 38(3): 556-564.
CUI Fubo, GUO Jianbo, JING Ping, et al. A review of DC power distribution technology[J]. Power System Technology, 2014, 38(3): 556-564.
- [2] 范柱烽, 毕大强, 任先文, 等. 光储微电网的低电压穿越控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(2): 6-12.
FAN Zhufeng, BI Daqiang, REN Xianwen, et al. Low voltage ride-through control of the photovoltaic/battery micro-grid system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(2): 6-12.
- [3] 蒋冠前, 李志勇, 杨慧霞, 等. 柔性直流输电系统拓扑结构研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(15): 145-153.
JIANG Guanqian, LI Zhiyong, YANG Huixia, et al. Research review on topological structure of flexible HVDC system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(15): 145-153.
- [4] 丁明, 田龙刚, 潘浩, 等. 交直流混合微电网运行控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(9): 1-8.
DING Ming, TIAN Longgang, PAN Hao, et al. Research on control strategy of hybrid AC/DC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(9): 1-8.
- [5] CARLOS LOPEZ J, ORTEGA M, JURADO F. New

- topology for DC/DC bidirectional converter for hybrid systems in renewable energy[J]. *International Journal of Electronics*, 2015, 102(3): 418-432.
- [6] 宋强, 赵彪, 刘文华, 等. 智能电网中的新一代高频隔离功率转换技术[J]. *中国电机工程学报*, 2014, 34(36): 6369-6379.
- SONG Qiang, ZHAO Biao, LIU Wenhua, et al. Next-generation high-frequency-isolation power conversion technology for smart grid[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(36): 6369-6379.
- [7] 赵彪, 宋强, 刘文华, 等. 用于柔性直流配电的高频链直流固态变压器[J]. *中国电机工程学报*, 2014, 34(25): 4295-4303.
- ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. High-frequency-link DC solid state transformers for flexible DC distribution[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(25): 4295-4303.
- [8] JAIN A K, AYYANAR R. PWM control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(4): 1215-1227.
- [9] 王聪, 沙广林, 王俊, 等. 基于双重移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器的软开关[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(12): 106-113.
- WANG Cong, SHA Guanglin, WANG Jun, et al. The analysis of zero voltage switching dual active bridge DC-DC converters based on dual-phase-shifting control[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(12): 106-113.
- [10] ZHAO B, SONG Q, LIU W, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(8): 4091-4106.
- [11] OGGIER G, GARCIA G, OLIVA A. Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(7): 1826-1838.
- [12] 王玉斌, 王杉杉, 封波, 等. 基于双重移相控制的双有源 DC-DC 变换器的最优电流控制[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(14): 488-496.
- WANG Yubin, WANG Shanshan, FENG Bo, et al. Optimal current control strategy of dual-active-bridge DC-DC converter based on dual-phase-shift control[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(14): 488-496.
- [13] DUDRIK J, BODOR M, PASTOR M. Soft-switching full-bridge PWM DC-DC converter with controlled output rectifier and secondary energy recovery turn-off snubber[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(8): 4116-4125.
- [14] ZHAO B, SONG Q, LIU W. Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional DC-DC converter based on dual-phase-shift control for DC distribution application[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(4): 1711-1727.
- [15] 赵彪, 于庆广, 孙伟欣. 双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器及其功率回流特性分析[J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32(12): 43-50.
- ZHAO Biao, YU Qingguang, SUN Weixin. Bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control and its backflow power characteristic analysis[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(12): 43-50.

收稿日期: 2016-04-25; 修回日期: 2016-09-25

作者简介:

侯川川(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电动汽车, 直流供电; E-mail: hccumt@163.com

仇志丽(1990—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电动汽车充电;

刘建华(1973—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为供电安全、智能电网与电能质量。

(编辑 魏小丽)