

双有源桥变换器的最小电流应力变频控制

贺 伟, 刘晓芳

(河南城建学院电气与控制工程学院, 平顶山 467044)

摘要: 为了提高双有源桥 DAB(dual-active-bridge)变换器的效率, 提出 1 种变开关频率控制下的最小电流应力控制策略。首先, 分析电压在宽范围变化时的最小电流应力优化控制方法, 建立变换器在轻载条件下的导通损耗和开关损耗表达式, 并对不同开关频率下的导通损耗和开关损耗进行比较; 其次, 详细介绍闭环控制的实现方法及各模式下的功率传输范围, 轻载条件下所提方法可显著降低电流应力, 从而提高 DAB 变换器的效率; 最后, 通过仿真和实验验证了所提控制方法的优越性。

关键词: 双有源桥变换器; DC/DC 变换器; 最小电流应力; 变频控制; 效率优化

Minimum Current Stress Control with Varying Switching Frequency for Dual-active-bridge Converter

HE Wei, LIU Xiaofang

(School of Electrical and Control Engineering, Henan University of Urban Construction, Pingdingshan 467044, China)

Abstract: To improve the efficiency of a dual-active-bridge (DAB) converter, a control strategy of minimum current stress with varying switching frequency control is proposed. First, the minimum-current-stress-optimized control method when the voltage changes in a wide range is analyzed, the expressions for the conduction loss and switching loss of the DAB converter under light load conditions are established, and the conduction loss and switching loss at different switching frequencies are further compared. Then, the implementation method for closed-loop control and the power transmission range in each mode are introduced in detail. Under light load conditions, the proposed method can significantly reduce the current stress while improving the efficiency of the DAB converter. Finally, simulation and experimental results verified the advantage of the proposed control method.

Keywords: Dual-active-bridge(DAB) converter; DC/DC converter; minimum current stress; varying switching frequency control; efficiency optimization

近年来, 受环境污染和能源危机的影响, 可再生能源的存储和利用得到了越来越多的重视。在能量的存储和利用环节中, 双向 DC-DC 变换器因其

能够实现储能系统和母线之间的能量双向流动而不可或缺。其中, 双有源全桥 DAB(dual-active-bridge)变换器^[1]因其具有软开关易实现、功率密度高和结构对称等特点, 被广泛应用于微电网储能系统^[2-3]、电动汽车^[4-5]和电力电子变压器^[6-11]等场合。

收稿日期: 2021-07-05; 修回日期: 2021-08-25, 2021-09-29;

录用日期: 2021-10-31; 网络首发日期: 2022-02-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61803145); 河南省本科高校青年骨干教师培养计划资助项目(2023GGJS141); 河南省科技攻关资助项目(232102210163)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 61803145; the Training Plan for Young Backbone Teachers in Colleges and Universities of Henan Province, China under the grant 2023GGJS141; Henan Province Science and Technology Research Project under the grant 232102210163

单移相 SPS(single-phase-shift)控制是 DAB 变换器最常用的移相控制方法, 其通过变压器一次电压和二次电压之间的移相比来控制功率的大小和方向^[12], 且 SPS 控制仅有 1 个控制变量, 易于实现闭环控制。双移相 DPS(dual-phase-shift)控制由 SPS 控制改进而来^[13], 与 SPS 控制相比, 该方法可以降低电流应力, 提高传输效率。扩展移相 EPS(ex-

tended-phase-shift)控制与 DPS 控制的区别在于,变压器两侧的输出电压波形不再是三电平波形,而是变为一侧的两电平波形和另一侧的三电平波形^[4],与 DPS 控制相比,EPS 控制扩大了工作范围,提高了效率。三移相 TPS(triple-phase-shift)控制与 DPS 控制类似,此方法的电流应力和无功率最小,因此传输效率最高。在 TPS 控制的基础上,统一移相 UPS(unified phase-shift)控制集成了上述多种控制方法的优点,通过合理选择这些方法的工作时间,结合最小电流应力控制方法可以较好地提高效率^[15],但对于 DAB 变换器输入、输出电压变比 $k < 1$ 的情况未做出分析,因此有必要在此基础上对该方法进行改进。

变频控制通常用于谐振变换器^[16]和无线功率传输等场合,上述 DAB 移相控制和效率优化方法的前提是开关频率恒定,而变频控制也是 DAB 变换器的可行选择^[17-20]。为提高 DAB 变换器的效率,本文提出 1 种变开关频率控制的最小电流应力优化 MCSO(minimum-current-stress-optimized)策略。详细讨论了 DAB 变换器输入、输出电压变比 $k < 1$ 时 UPS 控制下的最小电流应力优化策略,并给出了 MCSO 控制下变换器开关损耗和导通损耗的表达式,对不同开关频率下的损耗进行对比,验证理论分析的有效性。

1 UPS 控制与 MCSO 策略分析

DAB 变换器拓扑结构如图 1 所示。其中 V_1 和 V_2 分别为两侧的电压源和负载电压,本文将从 V_1 到 V_2 的功率定义为正向传输; C_1 和 C_2 为两侧的支撑电容;开关 $S_1 \sim S_4$ 在初级侧形成 1 个全桥,开关 $S_5 \sim S_8$ 在次级侧形成 1 个全桥; L 为漏感和辅助电感的等效电感; T 为高频变压器,其电压比为 $n:1$ 。

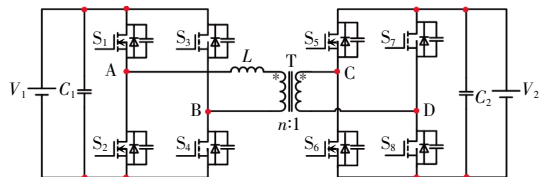


图 1 DAB 变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of DAB converter

1.1 UPS 控制分析

UPS 控制^[15]是在 TPS 的基础上提出的,通过合理选择控制变量,可以等效于 SPS 控制、DPS 控制和 EPS 控制。由于 UPS 控制具有 3 个控制变量,因此其控制灵活性增强,但是工作模式也相应增加。UPS 控制的工作模式可以根据 $k(k=V_1/nV_2)$ 的大小分为 2 类,即 $k < 1$ 和 $k > 1$ 。此外,根据 3 个控制变量的大小,还可以分为 3 种情况,分别是 $0 < D_1 < D_2 < D_3 < 1$, $0 < D_2 < D_1 < D_3 < 1$ 和 $0 < D_2 < D_3 < D_1 < 1$ 。其中 D_1 为 S_1 和 S_3 的移相角, D_2 为 S_1 和 S_5 的移相角, D_3 为 S_1 和 S_7 的移相角。图 2 为 $0 < D_1 < D_2 < D_3 < 1$ 时 UPS 的工作模式,其中 T_s 为开关周期,并且 8 个开关的开关周期相同, V_{AB} 和 V_{CD} 分别为两侧全桥的输出电压, i_L 为辅助电感上的电流。另外,当 $k < 1$ 时,电流的最大值为 $i_L(t_3)$;当 $k > 1$ 时,电流的最大值为 $i_L(t_4)$,因此需要对 $k < 1$ 和 $k > 1$ 这 2 种情况下的最小电流应力控制分别进行分析。

1.2 MCSO 分析

当 $k < 1$ 时,结合图 2(a)可以求出前 1/2 个周期内每个开关时刻的电感电流表达式和传输功率表达式,分别为

$$\begin{cases} i_L(t_0) = \frac{nV_2}{4Lf_s} (kD_1 - D_2 - D_3 + 1 - k) \\ i_L(t_1) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [(k+2)D_1 - D_2 - D_3 + 1 - k] \\ i_L(t_2) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [-kD_1 + (2k+1)D_2 - D_3 + 1 - k] \\ i_L(t_3) = \frac{nV_2}{4Lf_s} [-kD_1 + D_2 + (2k-1)D_3 + 1 - k] \end{cases} \quad (1)$$

$$P = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} V_{AB}(t) i_L(t) dt = \frac{nV_1 V_2}{4Lf_s} (-D_1 + D_2 + D_3 - D_1^2 - D_2^2 - D_3^2 + D_1 D_2 + D_1 D_3) \quad (2)$$

式中, f_s 为开关频率。

为便于分析,定义电流应力和传输功率的标幺值分别为 i_N 和 P_N ,即

$$i_N = \frac{nV_2}{8Lf_s} \quad (3)$$

$$P_N = \frac{nV_1 V_2}{8Lf_s} \quad (4)$$

可通过拉格朗日乘法推导出电流应力最小时 3 个控制变量之间的关系,即

$$\begin{cases} D_1=0 \\ D_3=1-k+(2k-1)D_2 \end{cases} \quad (5)$$

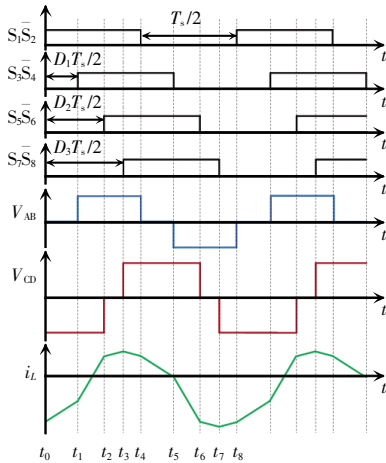
式(5)中, D_1 始终等于 0, 且可以由 D_2 推导出 D_3 。根据控制变量之间的约束关系($0 < D_1 < D_2 < D_3 < 1$), 可以得到 D_2 的变化范围为

$$D_2 < \frac{1}{2} \quad (6)$$

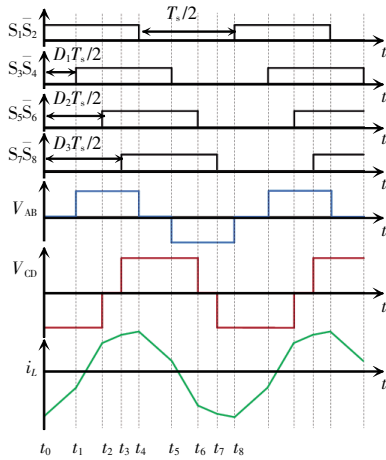
根据式(2)、式(4)和式(5), 可以得到标么化后的传输功率为

$$p = 2[k(1-k) + (2-4k+4k^2)(D_2-D_2^2)] \quad (7)$$

由式(7)可知, D_2 可以用 p 和 k 表示。 p 、 k 和 D_2 之间的关系如图 3 所示, 可见: 当 k 为常数时, p 随 D_2 的增加而增加; 当最大传输功率为 1 时, 最小传输功率为 $2k-2k^2$ 。



(a) $k < 1$



(b) $k > 1$

图 2 $0 < D_1 < D_2 < D_3 < 1$ 时 UPS 工作模式

Fig. 2 Working modes of UPS control when $0 < D_1 < D_2 < D_3 < 1$

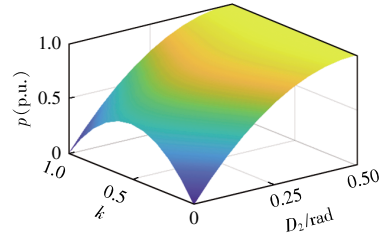


图 3 p 、 k 和 D_2 的关系

Fig. 3 Relationship among p , k and D_2

采用相同的方法, 可以得到当 $k < 1$ 且 $0 < D_2 < D_1 < D_3 < 1$ 时 3 个控制变量之间的关系为

$$\begin{cases} D_2=0 \\ D_3=1+k(D_1-1) \end{cases} \quad (8)$$

式(8)中, D_2 始终等于 0, 且可以用 D_1 表示 D_3 。根据式(2)、式(4)和式(8), 标么化后的传输功率为

$$p = 2k(1-k)(D_1-1)^2 \quad (9)$$

根据式(9)可得 p 、 k 和 D_1 之间的关系, 如图 4 所示。可见: 当 k 为常数时, p 随着 D_1 的减小而增加; 当最大传输功率为 $2k-2k^2$ 时, 最小功率为 0。

当 $k < 1$ 且 $0 < D_2 < D_3 < D_1 < 1$ 时, 拉格朗日方程无解。由图 3 和图 4 可以发现: 模式 $0 < D_2 < D_1 < D_3 < 1$ 在轻负载下工作, 模式 $0 < D_1 < D_2 < D_3 < 1$ 在重载下工作; $0 < D_1 < D_2 < D_3 < 1$ 时的最小功率等于 $0 < D_2 < D_1 < D_3 < 1$ 时的最大传输功率, 因此 2 种模式可以无缝切换。

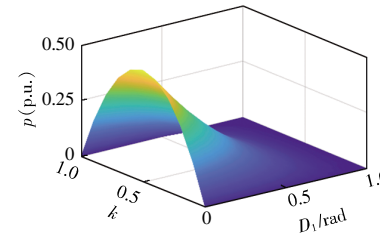


图 4 p 、 k 和 D_1 的关系

Fig. 4 Relationship among p , k and D_1

2 变频控制损耗分析

DAB 变换器的损耗主要包括导通损耗、开关损耗、驱动损耗、铜损和磁性损耗。当传输功率较大时, 损耗的比例不大, 效率通常相对较高, 因此当传输功率较大时, 本文不做进一步优化。在变换器的损耗中, 随着开关频率的变化, 驱动损耗、铜损和磁性损耗的变化并不明显, 因此本节不对这几种损耗进行

分析,而是建立开关损耗和导通损耗的表达式,并分析这2种损耗与开关频率之间的关系。

2.1 导通损耗

导通损耗包含开关管和二极管的导通损耗。假设开关管两端的导通电压 V_{DS} 和二极管两端的正向压降 V_F 均恒定,在 MCSO 控制下,当 $k < 1$ 时,开关的导通损耗 P_{conS} 可以表示为

$$P_{conS} = \frac{V_{DS}}{T_{hs}/2} \left[(2+n) \int_{t_s}^{t_h} i_L(t) dt + 2 \int_{t_s}^{t_h} i_L(t) dt \right] \quad (10)$$

式中, T_{hs} 为开关管开关周期。

二极管的导通损耗 P_{conD} 可以表示为

$$P_{conD} = \frac{V_F}{T_{hs}/2} \left[n \int_{t_s}^{t_h} i_L(t) dt + 2n \int_{t_s}^{t_h} i_L(t) dt \right] \quad (11)$$

总损耗可以表示为

$$P_{con} = P_{conS} + P_{conD} = \frac{nV_2}{4f_s L} k(k-1)(D_1-1) \{ (D_3-D_1) \cdot [(2+n)V_{DS} + nV_F] + (1-D_3)(2V_{DS} + 2nV_F) \} \quad (12)$$

采用同样的方法可以得到 $k > 1$ 时总的开关导通损耗表达式,即

$$P_{con} = P_{conS} + P_{conD} = \frac{nV_2}{4f_s L} (k-1)(1-D_1) \{ D_2 [V_{DS} + (1+2n)V_F] + (1-D_1)(2V_{DS} + 2nV_F) \} \quad (13)$$

2.2 开关损耗

当 $k < 1$ 时, S_7 和 S_8 可实现 ZVS 导通,而其他开关管由于电流等于 0 实现了临界 ZVS 导通,不考虑导通损耗。本文主要计算 S_7 和 S_8 的关断损耗,不考虑其他开关管的关断损耗。 S_7 和 S_8 的开关损耗为

$$P_{SWOFF} = \frac{nV_2 t_{off}}{4L} n(V_2 + V_F) [-kD_1 + D_2 + (2k-1)D_3 + 1 - k] \quad (14)$$

采用同样的方法可以得到 $k > 1$ 时总的开关损耗表达式为

$$P_{SWOFF} = \frac{nV_2 t_{off}}{4L} [V_1 + V_F \cdot (-kD_1 + D_2 + D_3 - 1 + k)] \quad (15)$$

式中, t_{off} 为开关管开关周期的关断时间。

为验证损耗分析的情况,本文搭建了 1 个小功率实验平台,具体参数如表 1 所示。DAB 变换器轻载下的损耗随开关频率的变化分别如图 5 和图 6 所示。

由图 5 可见,开关损耗随开关频率的增加而增

大,而导通损耗几乎保持不变,图 6 与图 5 结论相同。结合式(12)~式(15)进一步分析可以发现:无论 $k > 1$ 还是 $k < 1$,降低轻载时的开关频率均可显著提高变换器的效率;尽管较低的开关频率可以提高效率,但却会提高变压器的体积,降低变换器的功率密度,因此最小开关频率应大于 20 kHz,而最大开关频率主要基于变换器的最大传输功率来确定。

表 1 实验参数

参数	数值
额定电压/V	$V_1 = 25 \sim 100, V_2 = 50$
电压变比 n	1
开关频率 f_s /kHz	20~100
辅助电感 $L/\mu\text{H}$	22
支撑电容 $C_1/\mu\text{F}$	470
支撑电容 $C_2/\mu\text{F}$	470
开关管型号	RFP460
漏极至源极电压 V_{DS}/V	500
最大连续漏极电流 I_D/A	20
漏极-源极导通电阻 $R_{DS(on)}/\Omega$	0.27
输出电容 C_{oss}/pF	270

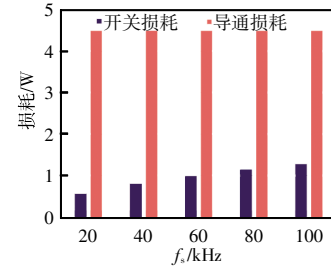


图 5 $V_1=25 \text{ V}, V_2=50 \text{ V}$ 和 $i_{out}=0.25 \text{ A}$ 时的损耗

Fig. 5 Loss when $V_1=25 \text{ V}, V_2=50 \text{ V}$ and $i_{out}=0.25 \text{ A}$

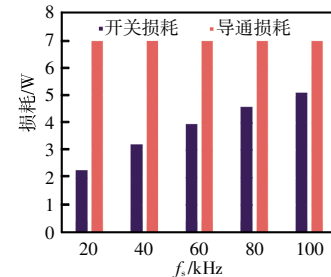


图 6 $V_1=100 \text{ V}, V_2=50 \text{ V}$ 和 $i_{out}=0.25 \text{ A}$ 时的损耗

Fig. 6 Loss when $V_1=100 \text{ V}, V_2=50 \text{ V}$ and $i_{out}=0.25 \text{ A}$

3 闭环控制实现方法

由第 2 节可知,降低开关频率能有效减少轻载

工况下的损耗,因此将降低开关频率与最小电流应力控制相结合可以进一步提高变换器的传输效率。但是开关频率的改变会对传输功率的范围带来影响。图 7 为传输功率 p 、开关频率 f_s 和电压变比 k 的关系,可见:随着开关频率的降低,传输功率的范围增大;在轻载工况下,高频下的低传输功率范围总满足低频的传输范围,这意味着频率切换不会带来工作模式的变化。因此令变换器重载工作于高频、轻载工作于低频可满足传输功率范围的连续性。

在上述理论分析的基础上,本文设计了 1 种闭环控制策略,如图 8 所示。 V_{2ref} 是 V_2 的参考值,PI 调节器用于控制输出电压 V_2 ,PI 调节器的输出定义为虚拟传输功率,电压变比 k 根据输入电压 V_1 和输出电压 V_2 在线计算得到。经过 PWM 发生器的处理,2 个变量 p 和 k 可以生成 PWM 波,以驱动开关管并生成所需的电压波形。

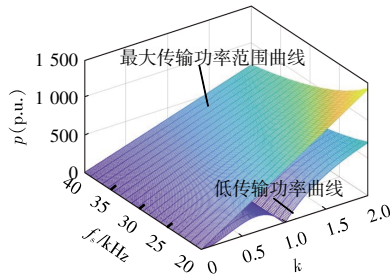


图 7 传输功率 p 、开关频率 f_s 和电压变比 k 的关系

Fig. 7 Relationship among p , f_s and k

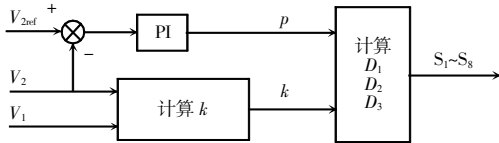


图 8 闭环控制框图

Fig. 8 Block diagram of closed-loop control

PWM 调制流程如图 9 所示。首先计算电压变比 k ,然后从 PI 调节器获得虚拟传输功率。当功率较大时,变换器将以高频 HF(high frequency)和 MCSO 控制方法工作;当功率较小时,以低频 LF(low frequency)和 MCSO 控制方法来工作。这种控制方法可以实现 4 种工作模式之间的转换。本文选择高频为 40 kHz、低频为 20 kHz,以提高传输效率。

本文所提控制方法下各个模式的传输功率范

围如图 10 所示。无论 $k>1$ 还是 $k<1$,重载均工作于高频最小电流应力模式,即 HF-MCSO;轻载则工作于低频最小电流应力模式,即 LF-MCSO。4 种模式共同组成了整个功率范围,证明了本文所提控制方法可以实现全功率范围内的优化控制。

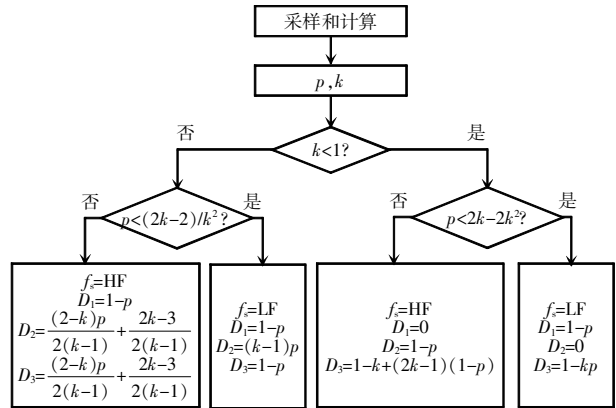


图 9 PWM 调制流程

Fig. 9 Flow chart of PWM modulation

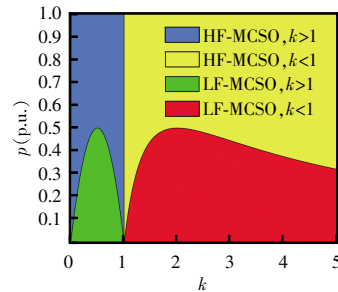


图 10 各模式的功率传输范围

Fig. 10 Power transmission range in each mode

4 仿真及实验结果

4.1 仿真验证

对本文所提最小电流应力变频控制策略进行仿真和实验验证,变换器参数见表 1。

图 11 和图 12 分别为 $k<1$ 和 $k>1$ 时变换器的稳态仿真波形。无论 $k>1$ 还是 $k<1$,轻载条件下的开关频率均为 20 kHz;重载条件下,变换器工作在高频模式,开关频率被调节为 40 kHz。DAB 变换器的输出电压也与给定值保持一致,验证了本文所设计的闭环控制具有较好的稳态性能。此外,无论 k 值和传输功率范围的大小如何变化,高频变压器两侧电压波形均与理论分析相一致。

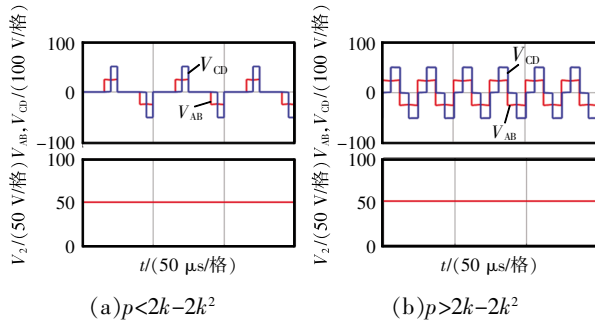


图 11 $k < 1$ 时的仿真结果

Fig. 11 Simulation results when $k < 1$

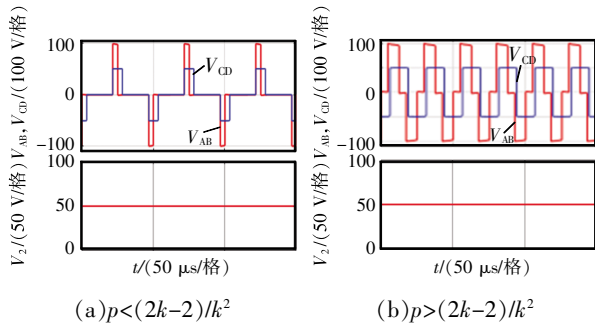


图 12 $k > 1$ 时的仿真结果

Fig. 12 Simulation results when $k > 1$

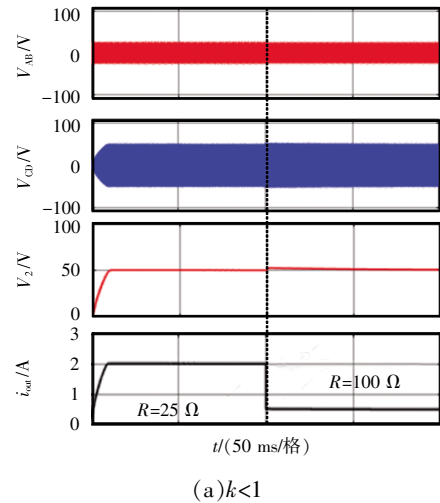
图 13 为负载切换时的动态仿真结果。如图 13(a) 所示,当负载从 25Ω 切换至 100Ω 时,经过短暂的过渡后,输出电压 V_2 再次稳定在给定值 50 V ;当 $R = 25 \Omega$ 时,开关频率固定为 40 kHz ;当 $R = 100 \Omega$ 时,开关频率更改为 20 kHz 。由图 13(b) 可见,当 $k > 1$ 时,负载切换的情况下,输出电压 V_2 在短时间内也可以恢复至给定值。因此使用变化的开关频率控制具有较好的动态性能。

4.2 实验验证

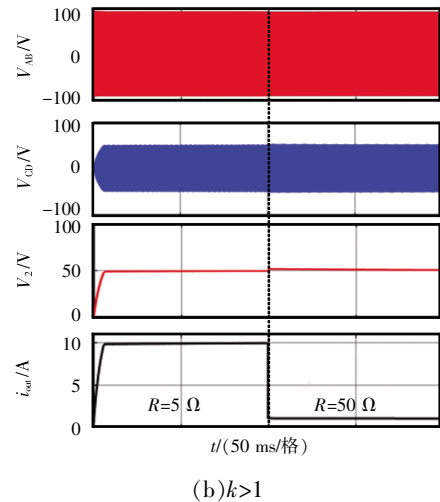
本文搭建了 DAB 样机,参数如表 1 所示,实验平台如图 14 所示。图 15 和图 16 分别为 $k < 1$ 和 $k > 1$ 时变换器的稳态实验波形。由图 15 可见, V_{AB} 为三电平波形,而 V_{CD} 为两电平方波。当 $k > 1$ 时,图 16 所得到的波形也与上文理论分析一致。图 15 和图 16 中的 V_2 均稳定在 50 V ,且开关频率均保持在 20 kHz ,说明本文所提闭环控制方法具有较好的稳态性能。

3 种不同控制方法在轻载时的效率对比曲线如图 17 所示。可见:当 $k < 1$ 时,LF-MCSO 控制方法的最高效率达到了 75% ,而 HF-MCSO 和 SPS 控制

方法的最高效率仅约为 63% ,比 LF-MCSO 控制方法低了 12% ;当 $k > 1$ 时,LF-MCSO 控制方法的最高效率达到了 80% ,而 HF-MCSO 和 SPS 控制方法的最高效率约为 71% ,比 LF-MCSO 控制方法低了 9% 。此外,无论 $k < 1$ 还是 $k > 1$,LF-MCSO 控制方法的效率在轻载条件下均为最高,HF-MCSO 控制方



(a) $k < 1$



(b) $k > 1$

图 13 负载切换时的仿真结果

Fig. 13 Simulation results during load switching

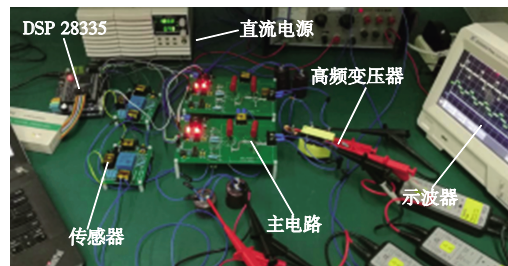
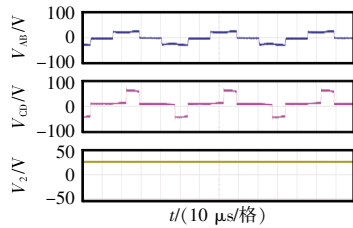


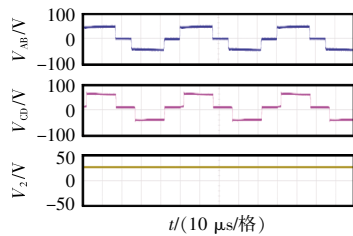
图 14 实验平台

Fig. 14 Experimental platform

法的效率低于 LF-MCSO 控制方法, SPS 控制方法的效率最低。这一结果证明了本文所提最小电流应



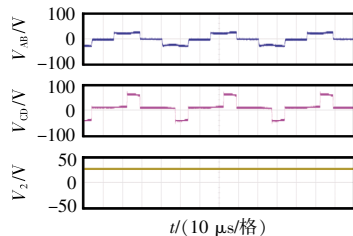
(a) $k=0.5, V_1=25 \text{ V}, V_2=50 \text{ V}, R=100 \ \Omega$



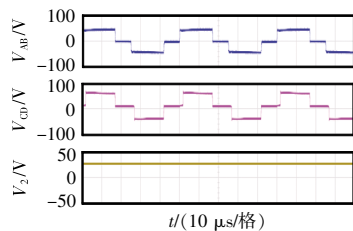
(b) $k=0.9, V_1=45 \text{ V}, V_2=50 \text{ V}, R=100 \ \Omega$

图 15 $k < 1$ 时的实验结果

Fig. 15 Experimental results when $k < 1$



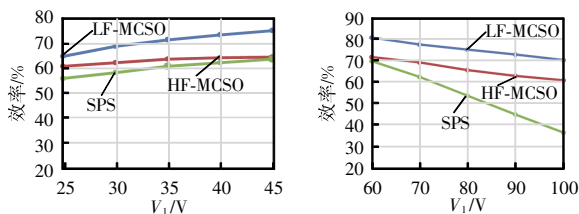
(a) $k=1.4, V_1=70 \text{ V}, V_2=50 \text{ V}, R=50 \ \Omega$



(b) $k=2.0, V_1=100 \text{ V}, V_2=50 \text{ V}, R=50 \ \Omega$

图 16 $k > 1$ 时的实验结果

Fig. 16 Experimental results when $k > 1$



(a) $k < 1, R=100 \ \Omega$

(b) $k > 1, R=50 \ \Omega$

图 17 效率对比曲线

Fig. 17 Comparison among efficiency curves

力变频控制方法可以显著提高 DAB 变换器在轻载工况下的效率。需要注意的是,本文所提控制方法虽然可以显著提高轻载下的效率,但是也会带来电流应力增大等问题,因此本方法适用于对效率要求较高且工作时间短的应用场景。

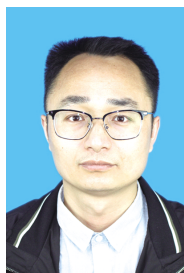
5 结语

为提高 DAB 变换器的效率,本文首先对最小电流应力控制策略进行了优化,对电压变比小于 1 的工况进行了补充。其次,为进一步提高轻载工况下的效率,本文提出了 1 种最小电流应力变频控制方法,并比较了不同开关频率下的损耗大小,分析了开关频率对 DAB 变换器损耗的影响。利用所提控制方法可以通过简单的闭环控制来实现最小的电流应力和更高的效率。最后,仿真和实验结果均证明本文所提最小电流应力变频控制策略对于提高轻载工况下的效率有显著效果。

参考文献:

- [1] 宋平岗, 朱维昌. 双有源桥 DC-DC 变换器虚拟直接功率控制策略[J]. 电测与仪表, 2018, 55(5): 125-131.
Song Pinggang, Zhu Weichang. Virtual direct power control strategy of dual active bridge DC-DC converter [J]. Electrical Measurement & Instrumentation. 2018, 55(5): 125-131 (in Chinese).
- [2] Zhang Fan, Zhao Huiying, Hong Mingguo. Operation of networked microgrids in a distribution system [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2015, 1(4): 12-21.
- [3] 吕项羽, 刘畅, 王勇, 等. 分布式风光储系统双向 DC-DC 变换器研究[J]. 电测与仪表, 2017, 54(12): 16-20, 41.
Lü Xiangyu, Liu Chang, Wang Yong, et al. Research of bidirectional DC-DC converter in distributed wind-photo-voltaic-storage system [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2017, 54(12): 16-20, 41 (in Chinese).
- [4] 许晓慧, 苏义荣, 王双虎, 等. 基于电动汽车装置 DC/DC 变换器的研究[J]. 电测与仪表, 2016, 53(24): 110-114.
Xu Xiaohui, Su Yirong, Wang Shuanghu, et al. Research on DC/DC converter of electric vehicle [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2016, 53(24): 110-114 (in Chinese).

- [5] Krismer F, Kolar J W. Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59 (7): 2745-2760.
- [6] Los M, Drabek P, Cedl M. The control algorithms of traction drive with medium-frequency transformer and two modules of single phase matrix converters [C]// Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference. Ohrid, Macedonia, 2010: 143-146.
- [7] 王丹, 毛承雄, 陆继明. 自平衡电子电力变压器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(6): 77-83.
Wang Dan, Mao Chengxiong, Lu Jiming. Auto-balancing electronic power transformer [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(6): 77-83 (in Chinese).
- [8] 李响, 郝瑞祥, 游小杰, 等. 一种级联电力电子变压器直流电压平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(2): 238-245.
Li Xiang, Hao Ruixiang, You Xiaojie, et al. A DC voltage balance control strategy for the cascaded power electronic transformer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(2): 238-245 (in Chinese).
- [9] 侯聂, 宋文胜, 武明义. 全桥隔离 DC/DC 变换器的直接功率控制方法[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(17): 204-209.
Hou Nie, Song Wensheng, Wu Mingyi. Direct power control scheme of full-bridge isolated DC/DC converters [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(17): 204-209 (in Chinese).
- [10] Bai Hua, Nie Ziling, Mi Chunting. Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(6): 1444-1449.
- [11] 安峰, 宋文胜, 杨柯欣. 电力电子变压器的双有源全桥 DC-DC 变换器模型预测控制及其功率均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3921-3929.
An Feng, Song Wensheng, Yang Kexin. Model predictive control and power balance scheme of dual-active-bridge DC-DC converters in power electronic transformer [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(13): 3921-3929 (in Chinese).
- [12] Inoue S, Akagi H. A bidirectional DC-DC converter for an energy storage system with galvanic isolation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2299-2306.
- [13] Bai Hua, Mi C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2905-2914.
- [14] Zhao Biao, Yu Qingguang, Sun Weixin. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4667-4680.
- [15] Hou Nie, Song Wensheng, Wu Mingyi. Minimum-current-stress scheme of dual active bridge DC-DC converter with unified phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8552-8561.
- [16] Jiang Tianyang, Zhang Junming, Wu Xinke, et al A bidirectional LLC resonant converter with automatic forward and backward mode transition [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 757-770.
- [17] Everts J, Krismer F, van den Keybus J, et al. Optimal ZVS modulation of single-phase single-stage bidirectional DAB AC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 3954-3970.
- [18] Hiltunen J, Vaisanen V, Juntunen R, et al. Variable-frequency phase shift modulation of a dual active bridge converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7138-7148.
- [19] Sha Deshang, Zhang Jiankun, Sun Tengfei. Multimode control strategy for SiC MOSFETs based semi-dual active bridge dc-dc converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5476-5486.
- [20] Sha Deshang, Sun Tengfei, Zhang Jiankun. Varying switching frequency control for current-fed dual-active bridge DC-DC converter with constant flux density change for transformers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3766-3777.



作者简介:

贺伟(1984—),男,通信作者,硕士,副教授。研究方向:电力电子和电子信息等。E-mail:724354650@qq.com。

刘晓芳(1981—),女,硕士,副教授。研究方向:现代信息处理。E-mail:hhwei@163.com。

贺伟