

一种基于两电感变换器的高压侧移相调制策略

孙孝峰, 潘 尧, 申彦峰, 赵 巍, 朱艳萍, 沈 虹

(燕山大学电力电子节能与传动控制河北省重点实验室, 秦皇岛 066004)

摘 要: 针对电流型两电感变换器存在的高电压尖峰和硬开关问题,以电流型两电感双向直流/直流(direct current/direct current, DC/DC)变换器为基础提出一种高压侧移相的调制策略,使其更适合应用于燃料电池汽车中。该调制策略采用定频PWM控制,在全负载范围内可实现低压侧开关管的自然换流和零电流开关(zero current switch, ZCS)关断,进而抑制关断电压尖峰;通过调节低压侧开关管占空比,可调节变换器功率和增益;通过调节高压侧移相角,可调节电流峰值,控制漏电感电流有效值,从而降低电路整体导通损耗,提升变换器效率。该文首先介绍电路的升压和降压模式的工作原理,然后分析占空比和移相角对电流有效值的影响,最后建立一台400 W的样机,对所提调制策略进行实验验证。

关键词: 燃料电池汽车; 电流型两电感双向DC/DC变换器; 高压侧移相; ZCS关断

中图分类号: TM46

文献标识码: A

0 引 言

在燃料电池汽车应用中,需要辅助储能设备(蓄电池或超级电容)为燃料电池的冷启动提供高压,并且能够吸收制动回馈的能量^[1,2],这就需要在储能设备和高压母线之间加入一种具有高增益特性的双向接口。相比于电压型变换器,电流型变换器可以减小电流纹波,提升蓄电池的寿命,获得更好的性能^[1]。因此,需要一种具有高电压增益的电流型双向DC/DC变换器。

电流型两电感双向DC/DC变换器的结构简单,具有低压侧电流纹波小、开关导通损耗低、变压器利用率、高电压增益等特性,适合于低压大电流的应用场合。但是电流型两电感双向DC/DC变换器也存在缺点。在升压模式时,由于变压器存在漏感,低压侧开关管关断时刻会产生严重的电压尖峰,这样就必须提升设备的电压等级以保证电路可靠性。

为了能使变换器更好地适应低压大电流应用,国内外学者针对升压模式提出一系列改进拓扑和控制方案。文献[3~6]提出在低压侧加入有源钳位电路,虽然该方案能够很好地抑制关断电

压尖峰,在非轻载情况下可实现各开关管的ZVS,但流过变压器原边的电流峰值过大,会引起较大的导通损耗^[2],不利于效率提升;文献[7]加入有源钳位电路,同时在变压器副边并联了一个电感,实现了全功率范围的ZVS,但仍未解决电流峰值过大的问题;文献[8]加入有源钳位电路,使用两个变压器代替两个直流电感来向高压侧传递能量,虽然可一定程度上提高电压增益,但增加了电路的复杂性;文献[9~12]引入变频谐振控制,利用变压器的漏电感和低压侧开关管的并联电容谐振,实现了各开关管的全程ZVS,但低压侧开关管的耐压问题仍旧存在,同时也增加了磁性元件的设计难度;文献[13]将两个电感桥臂中点分别通过一个开关管或二极管连接到高压侧,虽然解决了电压尖峰问题,但失去了电路的隔离功能,且增加了控制和电路的复杂性。

文献[2, 14, 15]提出一种基于高压侧调制的自然钳位软开关策略,通过延长高压侧开关的导通时间,使这段导通时间内漏电感受到高压侧电压的钳位,漏电感电流线性变化,将流过低压侧开关的电流转移到变压器上,实现低压侧开关管的自然换流和ZCS关断,抑制关断电压尖峰。同时,可通过改变低压侧开关管的占空比控制功率的大小和流

收稿日期: 2016-04-26

基金项目: 国家重点研发计划(2016YFB0900300); 国家自然科学基金(51677162); 河北省自然科学基金(E2017203337; E2016203156)

通信作者: 孙孝峰(1970—), 男, 博士、教授, 主要从事变流器拓扑及波形控制技术、功率因数校正与有源滤波技术、新能源变换与组网技术等方面的研究。sxf@ysu.edu.cn

向。但该控制方法在轻载工作时,漏电感电流会有很大的电流尖峰,进而在低压侧开关管环流时引起开关管电流尖峰,大大增加了轻载下的电流有效值,增加了电路的导通损耗,降低了轻载效率。

在文献[2]的基础上,本文提出一种高压侧移相的调制策略,可继承上述调制策略的低压侧开关管自然换流、ZCS 关断和抑制关断电压尖峰的优势;同时通过调节高压侧桥臂之间的移相角 d' ,可减小漏电感电流尖峰,降低轻载时电路整体的电流有效值,减小电路的导通损耗,提高轻载效率;通过改变低压侧开关管的占空比控制功率的大小和流向。

1 工作原理

下文中,正体下标 L 和 H 代表低压侧和高压侧,斜体 L 代表电感。图 1 所示为电流型两电感双向 DC/DC 变换器电路拓扑。图中, n 为变压器低压侧和高压侧的匝数比。电感 L_1 和电感 L_2 为低压侧的滤波电感。电感 L_1 和开关管 S_{L1} 构成低压侧一个桥臂,桥臂中点与变压器原边一端间通过漏电感 L_r 连接,电感 L_2 和开关管 S_{L2} 构成低压侧另一个桥臂,桥臂中点直接连接到变压器原边另一端。变压器副边与一个全桥电路相连。本文针对该电路提出一种高压侧移相的调制策略。该调制策略采用定频 PWM 控制,通过调节高压侧的移相角 d' ,可减小漏电感电流尖峰,通过改变低压侧开关管的占空比控制功率的大小和流向。

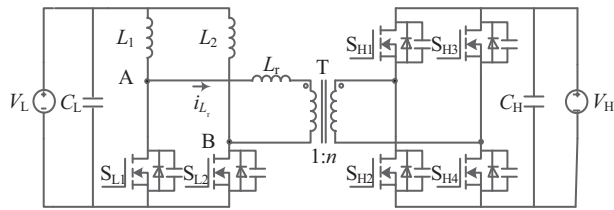


图 1 电流型两电感双向 DC/DC 变换器电路图

Fig. 1 Topology of current-fed two-inductor bi-directional DC/DC converter

在分析工作原理前,需要做如下假设:

1) 假设电感 L_1 和 L_2 无穷大,对应的电感电流分别为 i_{L1} 和 i_{L2} ,均为恒值,用 I_{L1} 和 I_{L2} 表示,且 $I_{L1} = I_{L2} = I_L/2$, I_L 为低压侧电流;

2) 假设变压器励磁电感无穷大;

3) 假设所有器件为理想器件;

4) L_r 为变压器漏电感或包含漏电感和串联电感的总电感,电流用 i_{Lr} 表示。

下面分别对升压模式和降压模式进行分析。

1.1 升压模式

当变换器工作在升压模式时,调制策略如图 2 所示。图中, u_{gs} 为驱动信号, I_{peak} 为电感 L_r 可达到的最大电流值, I_p 为加入高压侧移相后的最大电流, v_{AB} 、 v_{CD} 分别为图 1 所示电路中 AB 和 CD 电压, V_{L1} 、 V_{L2} 分别为低压侧开关电压, G_{SL1} 、 G_{SL2} 分别为低压侧开关管的驱动, $G_{SH1} \sim G_{SH4}$ 分别为高压侧开关管的驱动。 S_{L1} 与 S_{L2} 占空比均为 D , 且 $D > 0.5$, 相位相差为 180° ; S_{H1} 和 S_{H2} 互补, 占空比均为 0.5 ; S_{H3} 和 S_{H4} 互补, 占空比均为 0.5 ; 以 S_{L1} 的关断时刻为相位零角度, S_{H1} 滞后 $2\pi d'$ 角度, S_{H4} 超前 $2\pi d'$ 角度; 同理, 以 S_{L2} 的关断时刻为相位零角度, S_{H2} 滞后 $2\pi d'$ 角度, S_{H3} 超前 $2\pi d'$ 角度; $[t_2, t_4]$ 与 $[t_4, t_6]$ 两段时间占空比均为 d , $[t_3, t_4]$ 与 $[t_4, t_5]$ 两段时间占空比均为 d' 。

变换器在一个开关周期内有 14 个开关阶段, $[t_0, t_7]$ 为半个开关周期内的 7 个开关阶段, 各阶段的等效电路如图 3 所示。

1) 阶段 1 ($t_0 \sim t_1$), 对应于图 3a: 在 t_0 时刻之前, S_{L1} 已导通, 在 t_0 时刻, S_{L2} 导通。这一段时间内, 电感 L_1 和 L_2 分别通过 S_{L1} 和 S_{L2} 充电续流, S_{H2} 和 S_{H3} 导通, 漏电感 L_r 的电压被钳位至 V_H/n , i_{Lr} 线性上升。同时, 开关 S_{L1} 的电流 i_{SL1} 由输入电流 I_L 线性下降, i_{SL2} 由零线性上升。当 i_{Lr} 线性下降至零时, 该阶段结束。此时, i_{SL1} 下降至 $I_L/2$, 开关 S_{L2} 的电流 i_{SL2} 上升至 $I_L/2$ 。该阶段电流 i_{Lr} 和 AB 间的电压 v_{AB} 的表达式为:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{V_H}{L_r n} (t - t_0) \\ v_{AB}(t) = 0 \end{cases} \quad (1)$$

2) 阶段 2 ($t_1 \sim t_2$), 对应于图 3b: 在该状态内, 各开关管的开关状态和上一阶段相比不变。因此, 电感 L_1 和 L_2 继续充电续流, i_{Lr} 线性上升, i_{SL1} 线性下降, i_{SL2} 线性上升。当 i_{Lr} 上升至 $I_L/2$ 时, 该阶段结束。此时, i_{SL1} 下降至零, i_{SL2} 上升至 I_L 。该阶段电流 i_{Lr} 和 AB

间的电压 v_{AB} 的表达式与阶段 1 相同。

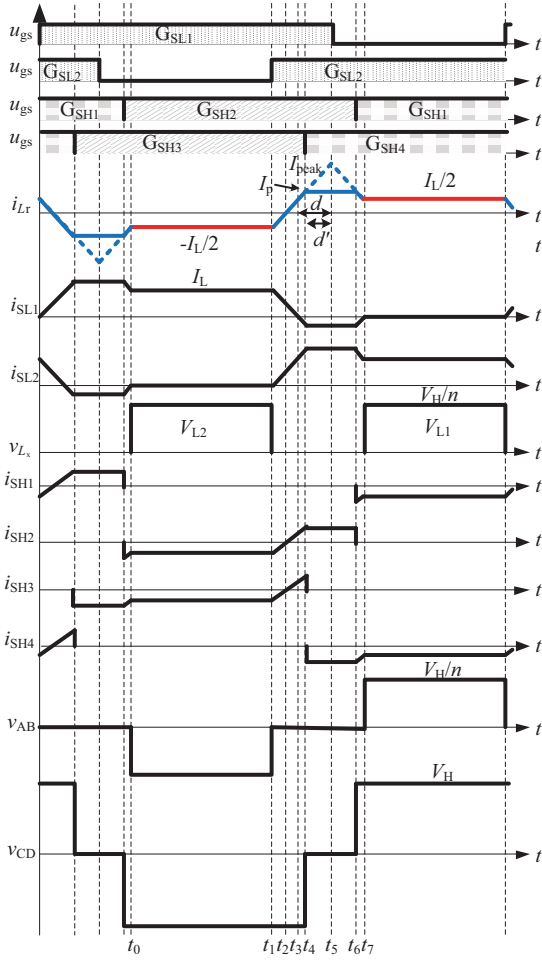


图2 升压模式主要工作波形

Fig. 2 Key waveforms of boost mode

3) 阶段 3($t_2 \sim t_3$), 对应于图 3c: 该阶段各开关管开关状态和上一阶段相比不变。因此, 电感 L_1 和 L_2 继续充电续流, i_{Lr} 线性上升, i_{SL1} 线性下降并极性翻转, i_{SL2} 线性上升。当 i_{Lr} 上升至 I_p 时, S_{H3} 关断, 该阶段结束。此时, i_{SL1} 下降至 $(I_p - I_L/2)$, i_{SL2} 上升至 $(I_p + I_L/2)$ 。该阶段电流 i_{Lr} 和 AB 间的电压 v_{AB} 的表达式与阶段 1 相同。

4) 阶段 4($t_3 \sim t_4$), 对应于图 3d: 在 t_3 时刻, S_{H4} 开通。这一段时间内, 电感 L_1 和 L_2 分别通过 S_{L1} 和 S_{L2} 续流, S_{H2} 和 S_{H4} 导通, 电感 L_r 的电压被输出电压钳位至零, i_{Lr} 保持不变。同时, i_{SL1} 和 i_{SL2} 也分别保持 $(I_p - I_L/2)$ 和 $(I_p + I_L/2)$ 不变。 t_3 时刻与 t_4 时刻时间差为 $d'T_s$ (T_s 为开关周期), 这也是高压侧桥内的移相角。该阶段, AB 间的电压 v_{AB} 的表达式与阶段 1

相同, 电流 i_{Lr} 的表达式为:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = I_p \\ v_{AB}(t) = 0 \end{cases} \quad (2)$$

5) 阶段 5($t_4 \sim t_5$), 对应于图 3e: 在时刻 t_4 , S_{L1} 的驱动信号降为零。由于仍有电流流过 S_{L1} 的反并联二极管, 因此 S_{L1} 的 V_{ds} 电压仍旧为零。这一段时间内, 电感 L_1 和 L_2 分别通过 S_{L1} 和 S_{L2} 续流, S_{H2} 和 S_{H4} 导通, 漏电感 L_r 的电压被钳位至零, i_{Lr} 保持不变。同时, i_{SL1} 和 i_{SL2} 也分别保持 $(I_p - I_L/2)$ 和 $(I_p + I_L/2)$ 不变。当 S_{H2} 关断时, 该阶段结束。该阶段, AB 间的电压 v_{AB} 的表达式与阶段 1 相同, 电流 i_{Lr} 的表达式与阶段 4 相同。

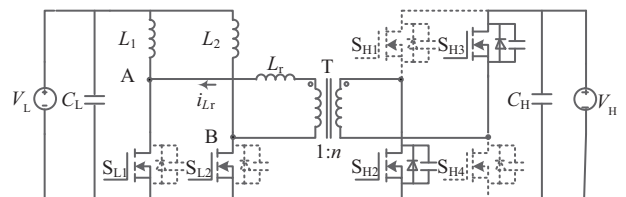
6) 阶段 6($t_5 \sim t_6$), 对应于图 3f: 在 t_5 时刻, S_{H1} 开通。这一段时间内, S_{L1} 仍旧流过反向电流, S_{L1} 的 V_{ds1} 电压仍旧为零 (V_{ds1} 为 DS 电压), 电感 L_1 和 L_2 分别通过 S_{L1} 和 S_{L2} 充电续流, S_{H1} 和 S_{H4} 导通, 电感 L_r 的电压被钳位至 $-V_H/n$, i_{Lr} 由 I_p 线性下降至 $I_L/2$, i_{SL1} 由 $(I_p - I_L/2)$ 线性上升至零, i_{SL2} 由 $(I_p + I_L/2)$ 线性下降至 I_L 。该阶段, AB 间的电压 v_{AB} 的表达式与阶段 1 相同, 电流 i_{Lr} 的表达式为

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = I_p - \frac{V_H}{L_r n} (t - t_5) \\ v_{AB}(t) = 0 \end{cases} \quad (3)$$

7) 阶段 7($t_6 \sim t_7$), 对应于图 3g: 在时刻 t_6 , i_{SL1} 的电流到零, S_{L1} 的 V_{ds} 电压开始上升, 并达到 V_H/n , 实现了 S_{L1} 的 ZCS 关断。在这段时间内, 漏电感 L_r 与电感 L_1 电流一致, 电感 L_1 储存的电能通过变压器传递到高压侧。该阶段电流 i_{Lr} 和 AB 间电压 v_{AB} 的表达式为:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{I_L}{2} \\ v_{AB}(t) = \frac{V_H}{n} \end{cases} \quad (4)$$

在 t_7 时刻, S_{L1} 开通, 变换器进入下半个周期, 其工作原理与上半个周期相同。



a. 阶段 1

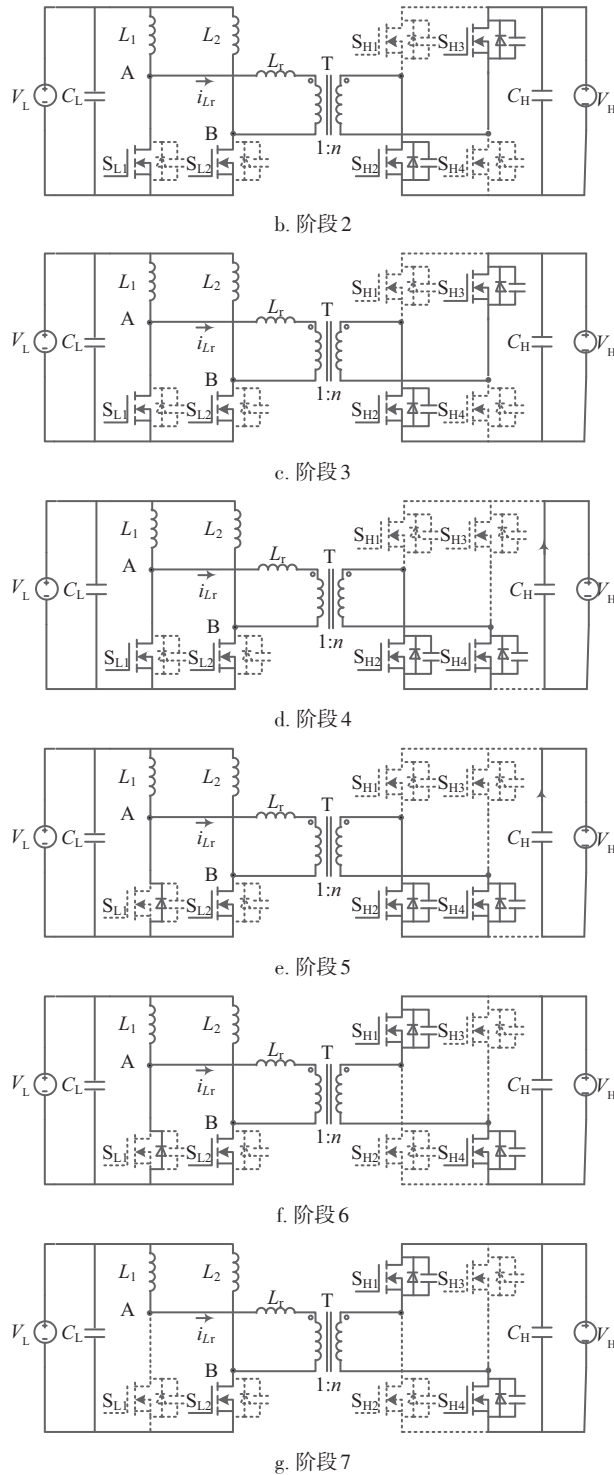


图3 升压模式下各阶段的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuits of different stages under boost mode

1.2 降压模式

降压模式的工作情况和升压模式相似,在此不再赘述。图4给出了降压模式的调制策略。

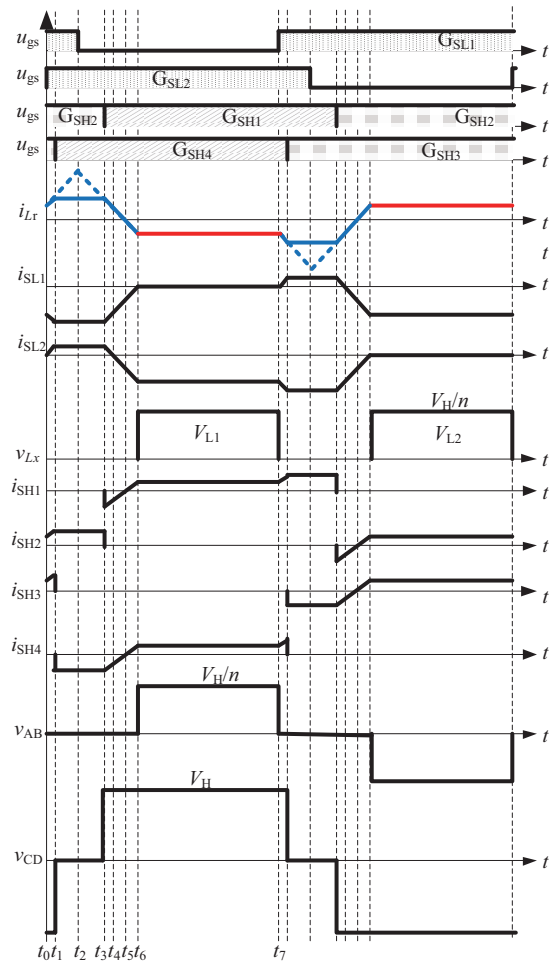


图4 降压模式主要工作波形

Fig. 4 Key waveforms of buck mode

2 占空比分析

当电路工作于升压模式时,在 $[t_4, t_6]$ 时间段内,虽然已经 S_{L1} 的驱动信号已经为零, S_{L1} 的反并联二极管仍旧导通,并且在 $[t_5, t_6]$ 时间段内,电流逐渐减小至零,从而实现开关管的ZCS关断。同时,该调制策略实际上增加了占空比,使电路可以获得更高的电压增益。

$[t_0, t_2]$ 时间段占空比 D_{02} 可通过式(1)推导得到:

$$D_{02} = \frac{n \cdot I_L \cdot L_r \cdot f_s}{V_H} \quad (5)$$

则增加的占空比 d 可以表示为:

$$d = D - 0.5 - D_{02} = D - 0.5 - \frac{n \cdot P \cdot L_r \cdot f_s}{V_L \cdot V_H} \quad (6)$$

式中, P ——传输功率; f_s ——开关频率。

又根据 Boost 电路的增益特性,高压侧电压和低压侧电压的增益 k 与占空比有如下关系:

$$k = \frac{V_H}{n \cdot V_L} = \frac{1}{1-D-d} \quad (7)$$

联立式(6)和式(7)可得:

$$D_{\text{Boost}} = 0.75 - \frac{n \cdot V_L}{2V_H} + \frac{n \cdot P \cdot L_r \cdot f_s}{2 \cdot V_L \cdot V_H} \quad (8)$$

类似地,可以推导出降压模式时的占空比为:

$$D_{\text{Buck}} = 0.75 - \frac{n \cdot V_L}{2V_H} - \frac{n \cdot P \cdot L_r \cdot f_s}{2 \cdot V_L \cdot V_H} \quad (9)$$

式中, D_{Boost} 、 D_{Buck} ——升压和降压模式低压侧开关管的占空比。

比较式(8)和式(9),升压模式下,随着功率的增大,占空比逐渐增大,降压模式下,随着功率的增大,占空比逐渐减小;而且,2种工作模式的占空比是关于 $0.75 - nV_L/(2V_H)$ 对称的,通过控制占空比,可以实现2种工作模式的平滑切换,表明了2种模式具有高度的对称性。

通过式(8)、式(9),可推导出功率的表达式:

$$P_{\text{Boost}} = \left(\frac{n \cdot V_L}{2V_H} + D_{\text{Boost}} - 0.75 \right) \frac{2 \cdot V_L \cdot V_H}{n \cdot L_r \cdot f_s} \quad (10)$$

$$P_{\text{Buck}} = \left(0.75 - \frac{n \cdot V_L}{2V_H} - D_{\text{Buck}} \right) \frac{2 \cdot V_L \cdot V_H}{n \cdot L_r \cdot f_s} \quad (11)$$

式中, P_{Boost} 、 P_{Buck} ——升压和降压模式的功率。

占空比公式和功率公式中无与移相角相关的项,说明占空比和功率不受移相角的影响。

3 移相角与电流有效值分析

由于升压模式和降压模式有很高的对称性,因此以升压模式为例进行电流有效值分析。

文献[2]中的调制策略对应于高压侧移相角 d' 为零的情况,此时,电感电流波形如图中虚线所示。这种情况下,电感电流会达到最大值 I_{peak} ,为:

$$I_{\text{peak}} = \frac{V_H}{4n \cdot L_r \cdot f_s} - \frac{V_L}{2L_r \cdot f_s} \quad (12)$$

通过式(12)可发现,当电路参数固定时,漏电感电流最大值只与低压侧和高压侧电压有关,和功率没有关系。当电路工作于轻载状况时,漏电感电流最大值是构成电流有效值的主要成分。因此,减小轻载时电流的最大值能够有效降低电感电流的有效值,降低轻载的导通损耗,提升轻载状况下的

效率。

在升压模式中,图2所对应的调制策略中加入了高压侧全桥电路桥内移相,即 S_{H1} 和 S_{H2} 的桥臂与 S_{H3} 和 S_{H4} 的桥臂之间加入移相,可有效减小电流最大值,降低由过高电流最大值带来的导通损耗。

以上分析只是针对于漏电感电流,低压侧开关管电流为漏电感电流与 Boost 电感电流的和或差。所以减小漏电感电流的有效值对开关管的电流有效值也有显著的优化效果,在此不再进行分析。

如图2所示,高压侧移相角 d' 的范围为 $(0, d)$,由式(6)和式(8)可得到:

$$d = 0.25 - \frac{1}{2k} - \frac{n \cdot P \cdot L_r \cdot f_s}{2V_L \cdot V_H} \quad (13)$$

可看出, d 的取值主要受到功率和增益 k 的影响。对电感电流求有效值,可以得到电感电流有效值 I_{Lrms} 的计算公式:

$$I_{\text{Lrms}}^2 = \left(\frac{V_H}{n \cdot L_r \cdot f_s} \right)^2 \cdot \left[\frac{1}{6} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{k} \right)^3 + \frac{1}{2k} \cdot \left(2D - \frac{3}{2} + \frac{1}{k} \right)^2 - d'^2 \left(1 - \frac{2}{k} - \frac{8}{3}d' \right) \right] \quad (14)$$

为了便于分析和计算,对电路进行标么化,基准值如下:

$$\begin{cases} P_{\text{base}} = \frac{V_L^2}{L_r \cdot f_s} \\ I_{\text{base}} = \frac{V_L}{k \cdot L_r \cdot f_s} \end{cases} \quad (15)$$

式中, P_{base} ——功率基准值; I_{base} ——电流基准值。

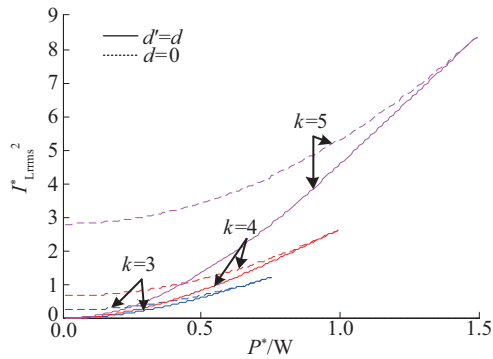
对式(10)、式(12)和式(14)进行标么化得:

$$P_{\text{Boost}}^* = \left(D - 0.75 + \frac{1}{2k} \right) 2k \quad (16)$$

$$I_{\text{peak}}^* = \frac{k^2}{4} - \frac{k}{2} \quad (17)$$

$$I_{\text{Lrms}}^2 = \left[\frac{1}{6} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{k} \right)^3 + \frac{k^4}{2} \cdot \left(2D - \frac{3}{2} + \frac{1}{k} \right)^2 - d'^2 \left(1 - \frac{2}{k} - \frac{8}{3}d' \right) \right] k^4 \quad (18)$$

分别对 $d'=0$ 和 $d'=d$ 这2种情况,绘制电感电流有效值平方的标么值和功率的标么值的关系曲线,如图5所示。图5给出了 $k=3, 4, 5$ 下, $d'=d$ (实线)和 $d'=0$ (虚线)的漏电感电流有效值平方的标么值比较。

图5 $I_{Lrms}^2 - P^*$ 曲线Fig. 5 Curve of I_{Lrms}^2 vs P^*

由图 5 可看出,加入高压侧移相控制,可显著降低轻载时的串联电感电流有效值;而随着增益 k 的减小,可显著减小全功率范围的电流有效值,同时降低最大功率。

通过以上理论分析,说明应用高压侧移相调制策略,可以控制漏电感电流峰值,显著减小轻载时的漏电感电流有效值,从而为降低轻载时的导通损耗、提高轻载效率提供了理论依据。

4 实验验证

变换器的实验参数如表 1 所示,高压侧开关管 $S_{H1} \sim S_{H4}$ 采用 SPW20N60C3,低压侧开关管 $S_{L1} \sim S_{L2}$ 采用 IRFP4668PbF。

表 1 变换器参数

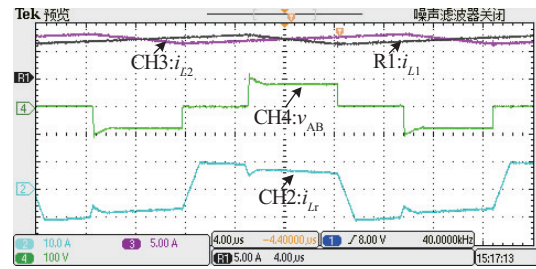
Table 1 Parameters of the converter

参数	数值	参数	数值
高压侧电压 V_H/V	400	Boost 电感 L_2/mH	200
低压侧电压 V_L/V	24	串联电感 L_1/mH	6.9
额定功率 P/W	400	变压器变比 n	1:5
Boost 电感 L_1/mH	200	开关频率 f_s/kHz	40

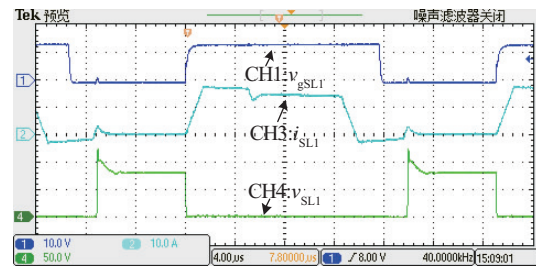
图 6 所示为输出功率 400 W 时升压模式和降压模式下 Boost 电感电流、两桥臂中点电压 v_{AB} 、漏电感电流 i_{Lr} 、低压侧开关管 S_{L1} 驱动信号 v_{gSL1} 、电流 i_{SL1} 和漏源电压 v_{gSL1} 的波形。图 7a、图 7b 为输出功率 200 W 时升压模式和降压模式下 Boost 电感电流、两桥臂中点电压 v_{AB} 、漏电感电流 i_{Lr} 。

由图 6 和图 7 可看出,实验结果与理论分析一致。低压侧开关管在 2 个模式下均实现了 ZCS 关断,关断电压尖峰得到有效抑制;同时,漏电感的电

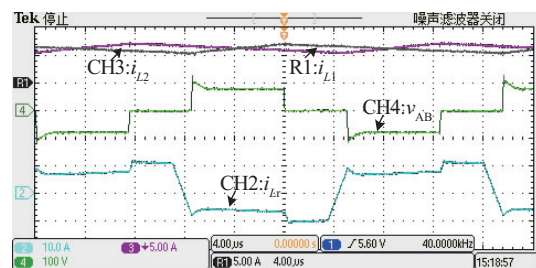
流尖峰和开关管的电流尖峰均得到有效控制。



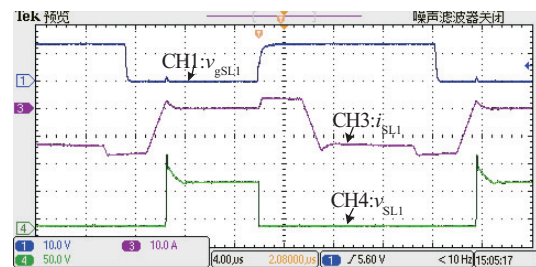
a. 升压模式



b. 升压模式



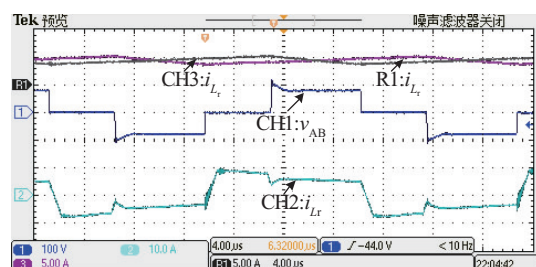
c. 降压模式



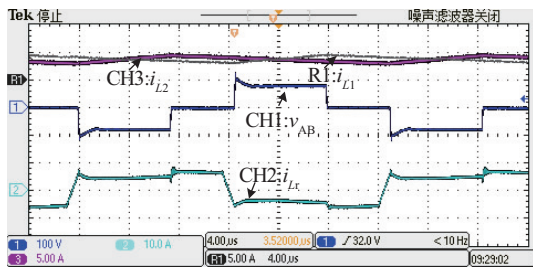
d. 降压模式

图 6 400 W 实验波形

Fig. 6 Waveforms of 400 W experiment



a. 升压模式

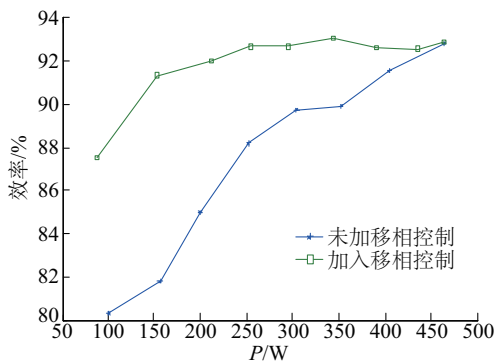


b. 降压模式

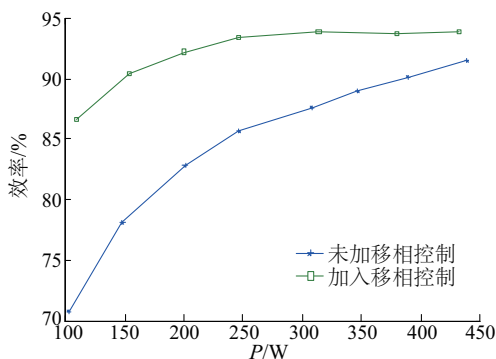
图7 200 W实验波形

Fig. 7 Waveforms of 200 W experiment

图8分别给出了升压模式和降压模式的效率曲线。可看到,在升压和降压2种模式中,加入移相控制,可提升电路的整体效率,尤其显著提高轻载时的效率;与未加入移相控制相比,2种模式效率最高提升值分别为9.6%和15.8%,最高效率分别达到93.03%和93.94%。



a. 升压模式效率曲线



b. 降压模式效率曲线

图8 效率曲线

Fig. 8 Curves of efficiency

由以上可知,低压侧开关管实现了自然换流和ZCS关断,达到抑制关断电压尖峰的目的;高压侧加入移相控制后,减小了漏电感电流尖峰,减小了电路的导通损耗,提升了电路的整体效率,验证了理论分析的正确性。

5 结论

本文针对电流型两电感双向DC/DC变换器,提出一种高压侧移相的调制策略。该调制策略中,控制占空比就可控制功率的大小和流向;合理控制高压侧移相角,可达到减小漏电感尖峰电流,降低整体的导通损耗,显著提高电路的整体效率的目的;同时,该策略还可在全负载范围内实现低压侧开关管的自然换流和ZCS关断,从而极大地抑制关断电压尖峰。建立一台400 W的样机,给出实验波形和效率曲线,验证了该调制策略可实现ZCS关断、提升电路整体效率。

[参考文献]

- [1] Prasanna U R, Pan X, Rathore A, et al. Propulsion system architecture and power conditioning topologies for fuel cell vehicles [A]. Energy Conversion Congress and Exposition [C], Colorado, USA, 2013: 1385—1392.
- [2] Rathore A K, Prasanna U R. Analysis, design, and experimental results of novel snubberless bidirectional naturally clamped ZCS/ZVS current-fed half-bridge DC/DC converter for fuel cell vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4482—4491.
- [3] Rathore A K, Bhat A K S, Oruganti R. A comparison of soft-switched DC-DC converters for fuel cell to utility interface application [A]. Power Conversion Conference-Nagoya, PCC'07 [C], Nagoya, Japan, 2007, 128(4): 588—594.
- [4] Jang Su-Jin, Won Chung-Yuen, Lee Byoung-Kuk, et al. Fuel cell generation system with a new active clamping current-fed half-bridge converter [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(2): 332—340.
- [5] Han Sang-Kyoo, Yoon Hyun-Ki, Moon Gun-Woo, et al. A new active clamping zero-voltage switching PWM current-fed half-bridge converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1271—1279.
- [6] Rathore A K, Bhat A K S, Oruganti R. High-frequency current-fed fuel cell inverter for residential use [A]. Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on [C], New Delhi, India, IEEE, 2010.
- [7] Rathore A K, Bhat A K S, Oruganti R. Wide range ZVS active-clamped L-L type current-fed DC-DC converter

- for fuel cells to utility interface: Analysis, design and experimental results [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 473—485.
- [8] Delshad M, Eghbali H. A new soft switching current-fed converter with high voltage gain [A]. 2011 International Conference on Electronic Devices, Systems and Applications (ICEDSA) [C], Kuala Lumpur, Malaysia, IEEE, 2011.
- [9] Li Quan, Wolfs P. An analysis of the ZVS two-inductor boost converter under variable frequency operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 120—131.
- [10] Li Quan, Wolfs P. The power loss optimization of a current fed ZVS two-inductor boost converter with a resonant transition gate drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1253—1263.
- [11] Park Seung-Won, Kim Jae-Hyeng, Kim Jun-Gu, et al. Analysis of quasi resonant current-fed Two-Inductor boost converter for PV-MIC [A]. Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on IEEE [C], Jeju, South Korea: IEEE, 2011, 2149—2153.
- [12] Wolfs P, Li Quan. An analysis of a resonant half bridge dual converter operating in continuous and discontinuous modes [A]. Power Electronics Specialists Conference, Pesc 02 [C], Cairns, Qld., Australia: IEEE, 2002, 3: 1313—1318.
- [13] Mapurunga Caracas J V, de Carvalho Farias G, Moreira Teixeira L F, et al. Implementation of a high-efficiency, high-lifetime, and low-cost converter for an autonomous photovoltaic water pumping system [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 631—641.
- [14] Prasanna U R, Rathore A K. Novel soft-switching snubberless current-fed half-bridge front-end converter based PV inverter [A]. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE [C], Long Beach, CA, USA: IEEE, 2013, 706—713.
- [15] Rathore A K, Prasanna U R. Novel snubberless bidirectional ZCS/ZVS current-fed half-bridge isolated Dc/Dc converter for fuel cell vehicles [C]. IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society [C], Melbourne, VIC, Australia: IEEE, 2011, 3033—3038.

A HIGH-VOLTAGE-SIDE PHASE-SHIFT MODULATION STRATEGY BASED ON TWO-INDUCTOR CONVERTER

Sun Xiaofeng, Pan Yao, Shen Yanfeng, Zhao Wei, Zhu Yanping, Shen Hong

(Key Lab of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: In fuel cell vehicles applications, a bi-directional interface with high-voltage-gain characteristic between auxiliary energy storage and high voltage bus is needed. Current-fed converter obtains much attention with its better performance. Owing to current-fed two-inductor converter suffering high spike and hard switching, this paper proposes a high-voltage-side phase-shift modulation strategy based on a current-fed two inductor bi-directional DC/DC converter and the strategy makes the converter more fit for fuel cell vehicles applications. The strategy operates under fixed frequency. The MOSFETs of low-voltage-side can commute naturally and implement ZCS turn-off so that the voltage spike can be restrained. The power and voltage-gain of the converter are under the control of low-voltage-side duty cycle. While the high-voltage-side phase shift angle can regulate the peak current and furthermore reduce the current RMS value and improve the efficiency in light-load. First of all, operation principles under boost mode and buck mode are introduced. Then how the phase angle affecting the current RMS value is analyzed in detail. Finally a 400 W prototype is built and the feasibility is verified by experiment results.

Keywords: fuel cell vehicle; current-fed two-inductor bi-directional DC/DC converter; high-voltage-side phase shift; ZCS turn-off