

采用移相控制有源整流的全桥变换器

赵清林, 李昆仑, 刘 威, 王玉洁, 王德玉

(燕山大学 电气工程学院 电力电子节能与传动控制河北省重点实验室, 河北 秦皇岛 066004)

摘要:当移相控制有源整流全桥(PSCAR-FB)变换器中的输出整流二极管反向恢复时,整流二极管存在很高的尖峰电压,增加了二次侧开关管和二极管的电压应力。为解决上述问题,在一次侧引入了 1 个谐振电感和 2 个箝位二极管的辅助网络。详细分析了该变换器改进后的工作原理及稳态特性,并给出了主要参数的具体设计方法。在此基础上,设计了一台 1.25 kW 实验样机并进行了实验验证,实验结果证实了所提方法的可行性。

关键词:变换器;移相控制;有源整流;软开关;箝位二极管;参数设计

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.06.004

0 引言

随着全球环境问题的日益凸显和化石能源危机的加剧,电动汽车的研发和推广迫在眉睫^[1-2],而电动汽车需要配有大功率蓄电池储能装置,DC/DC 环节常选用全桥变换器。传统的全桥变换器采用移相控制方式,利用变压器漏感和开关管的寄生电容作为谐振元件,以实现零电压开关 ZVS (Zero Voltage Switching),在中大功率应用场合备受青睐,但是传统的移相全桥电路存在软开关范围窄^[3-5]、移相控制过程中环流损耗大^[6-7]、输出整流二极管存在电压尖峰^[8-9]等缺点。

为了改善和消除传统移相全桥电路存在的问题,专家学者开展了很多相关工作。文献[10-12]添加有源辅助电路增加滞后管的 ZVS 范围,但是需要增加额外的辅助开关管和电感元件,控制比较复杂,而且辅助电路的损耗不能忽略。文献[13]在一次侧串联饱和电感以增加软开关范围,然而饱和电感的损耗比较大。文献[14]在超前桥臂和滞后桥臂并联 LC 辅助网络,原边开关管在全负载范围均可以实现 ZVS,但是其辅助电流近似恒定,与负载无关,在重载时额外增加了一次侧开关管的电流应力和导通损耗,降低了变换器效率。此外,为了解决一次侧环流损耗问题,文献[15]采用频率调制的方法,通过改变串联升压电容的电压来调节输出电压,避免了一次侧环流损耗,但是该方案失去了移相全桥电路的特性,增加了控制电路的复杂性且磁性元件设计困难。文献[16]利用变压器的辅助绕组对原边电流进行复位,以减小环流,缺点在于增加了变压器

设计的复杂性。

相对于传统的移相全桥电路,文献[17-18]提出一种采用移相控制有源整流的全桥变换器,在二次侧加入有源可控开关管,采用二次侧移相控制,该变换器具备一次侧环流损耗小、原边开关管实现软开关与负载无关、占空比丢失小等优点,很好地解决了传统移相全桥电路原边续流损耗较高、滞后管在轻载条件下难以实现软开关的问题,但是其输出整流二极管存在反向恢复问题,二极管上会产生较高的尖峰电压,增加了二次侧开关管和二极管的电压应力。本文通过在一次侧引入 1 个谐振电感和 2 个箝位二极管的电路形式,以抑制输出整流二极管上的电压振荡和电压尖峰,详述了该变换器改进后的工作原理,在实验室搭建了一台 1.25 kW 的原理样机并进行实验验证。

1 工作原理和时域分析

图 1 给出了加箝位二极管的移相控制有源整流全桥(PSCAR-FB)变换器主电路拓扑。图中,一次侧 S_1 — S_4 为主功率开关管; V_{D1} — V_{D4} 分别为 S_1 — S_4 的体二极管; C_1 — C_4 分别为 S_1 — S_4 的寄生电容; L_r 为谐振电感; D_{C1} 和 D_{C2} 为箝位二极管; L_m 为变压器 T 的励磁电感;二次侧 Q_5 、 Q_6 为有源整流开关; C_{DR5} — C_{DR8} 分别为整流二极管 V_{D5} — V_{D8} 的结电容; L_f 为输

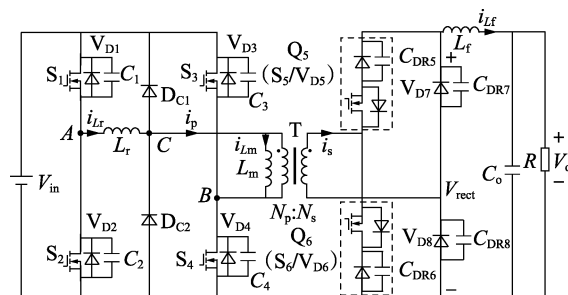


图 1 加箝位二极管的 PSCAR-FB 变换器主电路

Fig.1 Main circuit of PSCAR-FB converter with clamping diodes

收稿日期:2018-08-20;修回日期:2019-04-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51407154);河北省自然科学基金资助项目(E2016203237)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51407154) and the Natural Science Foundation of Hebei Province(E2016203237)

出滤波电感; C_o 为输出滤波电容; R 为负载; V_{rect} 为二次侧有源整流后的电压。每个桥臂的 2 个开关管均为互补导通, S_1 和 S_4 , S_2 和 S_3 分别同时导通和关断; Q_5 、 Q_6 分别与 S_1 和 S_4 、 S_2 和 S_3 的驱动信号相差一个相位, 即移相角 φ , 通过调节移相角的大小来调节输出电压。考虑输出整流二极管的结电容, 以模拟整流二极管的反向恢复。

图 2 给出了加箝位二极管的 PSCAR-FB 变换器主要工作波形。在一个开关周期中, 该变换器共有 18 种工作模式。在分析前做如下假设: ①所有开关管、二极管均为理想器件(输出整流二极管除外, 它等效为一个理想二极管和一个电容并联^[19]); ②所有的电感、电容和变压器均为理想器件; ③ C_1 — C_4 均取 C_{oss} , C_{DR5} — C_{DR8} 均取 C_{DR} ; ④ $L_r \gg L_r/K^2$, 其中变压器原副匝匝比 $N_p:N_s=K:1$; ⑤变压器的漏感极小, 忽略不计, 其各开关模式工作情况描述如下。

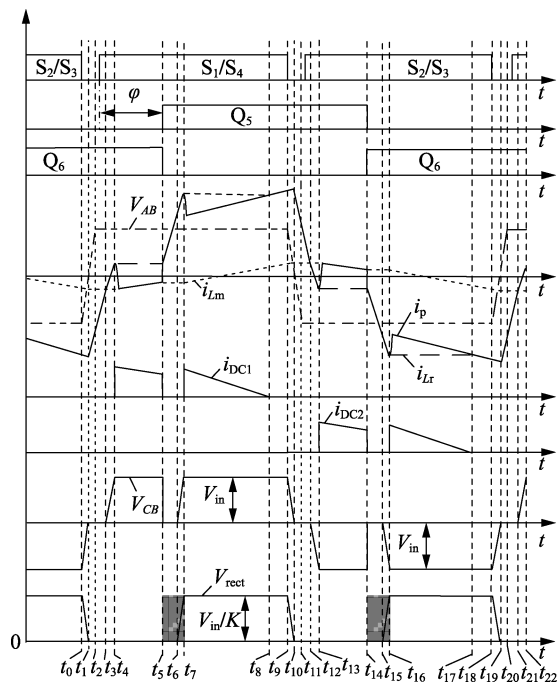


图 2 加箝位二极管的 PSCAR-FB 变换器主要波形

Fig.2 Key waveforms of PSCAR-FB converter with clamping diodes

(1) 开关模式 0 $[0, t_0]$: t_0 时刻之前, 开关管 S_2 、 S_3 、 S_6 导通, 输出整流管 V_{D6} 、 V_{D7} 导通, 一次侧向二次侧提供能量。

(2) 开关模式 1 $[t_0, t_1]$: 在 t_0 时刻, 关断 S_2 、 S_3 , 原边电流 i_p 给 C_2 、 C_3 充电, 同时给 C_1 、 C_4 放电。随着 V_{AB} 开始下降, 变压器副边电压也相应下降, 在这段时间, 当电压 V_{BA} 下降为 0 时, 该模式结束。

(3) 开关模式 2 $[t_1, t_2]$: 在 t_1 时刻, C_{DR8} 放电到 0, V_{AB} 开始反向增加, 原边电流 i_p 快速减小, 副边电流 i_s 也快速减小, 二极管 V_{D8} 导通, 输出滤波电感电流流经 V_{D7} 、 Q_6 和 V_{D8} , 变压器二次侧绕组相当于短

路状态。

(4) 开关模式 3 $[t_2, t_3]$: 在 t_2 时刻, C_1 、 C_4 的电压下降为 0, C_2 、 C_3 的电压上升到 V_{in} , V_{D1} 、 V_{D4} 自然导通, 此时可以零电压开通 S_1 和 S_4 。在此模式下, 变压器二次侧绕组始终处于短路状态, 电源电压 V_{in} 直接施加到谐振电感 L_r 上, 原边电流 i_p 快速减小, 当 i_p 下降到和励磁电感的电流 i_{Lm} 相等时, 进入模式 4。

$$i_p(t) = \frac{V_{\text{in}}}{L_r}(t-t_2) + i_p(t_2) \quad (1)$$

(5) 开关模式 4 $[t_3, t_4]$: 在 t_3 时刻, 变压器副边电流 i_s 减小到 0, L_r 和 C_{DR6} 开始谐振, 给 C_{DR6} 充电, 此时由于励磁电感 L_m 很大, 可以等效为恒流源, 该模式的等效电路为图 3。在 t_3 时刻, C'_{DR6} 的电压初始值为 0, 原边电流初始值为 $i_{Lm}(t_3)$, 参考图 3, 可以得到 i_p 和 C'_{DR6} 的电压表达式分别为:

$$i_p(t) = I_{\text{mp}} - \frac{V_{\text{in}}}{Z_r} \sin[\omega(t-t_3)] \quad (2)$$

$$V_{C'_{\text{DR6}}} = V_{\text{in}} \{1 - \cos[\omega(t-t_3)]\} \quad (3)$$

$$I_{\text{mp}} = \frac{V_{\text{in}}}{L_r + L_m} \frac{T_s}{4} \quad (4)$$

其中, I_{mp} 为励磁电流峰值; T_s 为开关周期; $Z_r = \sqrt{L_r/C_{\text{DR}}}$; $\omega = 1/\sqrt{L_r C_{\text{DR}}}$; C'_{DR6} 为 C_{DR6} 折算至一次侧的等效电容, $C'_{\text{DR6}} = C_{\text{DR6}}/K^2$ 。

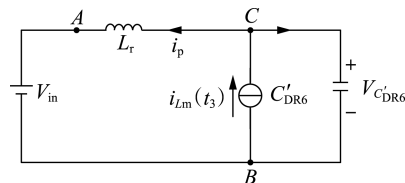


图 3 开关模式 4 的等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of Mode 4

从式(3)可以看出, C'_{DR6} 电压最大值为 $2V_{\text{in}}$, 但当 C 点电位等于 V_{in} 时, 二极管 D_{C1} 导通, 将谐振电感中多余的能量回馈到输入电源中, C 点电位被箝位在 V_{in} , 降低了输出整流二极管的电压应力, 抑制了输出整流二极管上的电压振荡。

(6) 开关模式 5 $[t_4, t_5]$: 在 t_4 时刻, S_1 、 S_4 已经开通, i_{Lr} 流经 S_1 、 D_{C1} , 谐振电感 L_r 被短路, 谐振电感电流 i_{Lr} 保持不变, 其大小为谐振电感 L_r 和整流二极管结电容 C'_{DR6} 谐振的电流峰值, 原边电流 i_p 阶跃下降到 $i_{Lm}(t_4)$, 此时电源电压直接加到励磁电感 L_m 上, 输出滤波电感电流 i_{Lr} 通过 V_{D7} 、 V_{D8} 续流, 变压器二次侧绕组相当于开路。

$$i_p(t) = \frac{V_{\text{in}}}{L_m}(t-t_4) + i_p(t_4) \quad (5)$$

(7) 开关模式 6 $[t_5, t_6]$: 在 t_5 时刻, Q_5 开通, 此

时由于 Q_5 和 V_{D7} 同时导通,变压器二次侧绕组再次处于短路状态,原边电流 i_p 快速增加到谐振电感电流,流过箝位二极管 D_{Cl} 的电流降为 0,电源电压 V_{in} 加到谐振电感 L_r 上, i_p 线性增加, i_{D7} 线性减小。

(8) 开关模式 7 [t_6, t_7): 在 t_6 时刻,流过二极管 V_{D7} 的电流减小为 0,谐振电感 L_r 和 C_{DR7} 开始谐振,给 C_{DR7} 充电,此时由于励磁电感和输出滤波电感很大,可以等效为恒流源,该模式的等效电路为图 4。在 t_6 时刻, C'_{DR7} 的电压初始值为 0,原边电流初始值为 $i_p(t_6) = i_{Lf}(t_6)/K - i_{Lm}(t_6)$,参考图 4,可以得到 i_p 和 C'_{DR7} 电压表达式分别为:

$$i_p(t) = \frac{i_{Lf}(t_6)}{K} - i_{Lm}(t_6) + \frac{V_{in}}{Z_r} \sin[\omega(t-t_6)] \quad (6)$$

$$V_{C'_{DR7}} = V_{in} \{1 - \cos[\omega(t-t_6)]\} \quad (7)$$

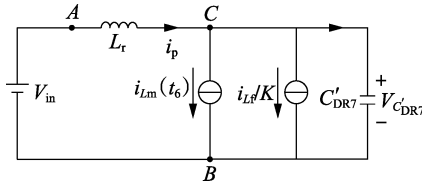


图4 开关模式7的等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of Mode 7

(9) 开关模式 8 [t_7, t_8): 在 t_7 时刻, i_{Lr} 达到谐振电流的峰值,二极管 D_{Cl} 导通,谐振电感 L_r 被短路, i_{Lr} 保持不变, i_p 阶跃下降到 $i_p(t_6)$,电源电压直接加到变压器一次绕组上,在这段时间, i_{Lf} 开始线性增加, i_p 随之线性增加, D_{Cl} 的电流线性减小,到 t_8 时刻, i_p 和 i_{Lr} 相等, D_{Cl} 自然关断,该模式结束。

(10) 开关模式 9 [t_8, t_9): 在此模式中, i_p 和 i_{Lr} 相等,电源电压加到谐振电感 L_r 和励磁电感 L_m 上, i_p 线性增加,一次侧向二次侧提供能量。

$$i_p(t) = \frac{V_{in} - KV_o}{L_r + K^2 L_f} (t - t_8) + i_p(t_8) \quad (8)$$

在 t_9 时刻, S_1, S_4 关断,变换器开始下半个周期的工作,其工作情况类似于上述的半个周期。

2 电路特性分析

2.1 谐振电感 L_r 对变换器的影响

适当选取 L_r 的值,可以抑制输出整流二极管的反向恢复,但会带来占空比丢失的问题,如图 5 所示。为了更好地分析变换器的工作特性,下面求解变换器的电压增益。

由图 5 可知,有效占空比 D_e 和占空比丢失 D_{loss} 分别为:

$$D_e = D_m - D_{loss} \quad (9)$$

$$D_{loss} = \frac{2L_r}{KV_{in}T_s} \left[I_o - \frac{V_o T_s}{4L_f} (1 - D_e) \right] \quad (10)$$

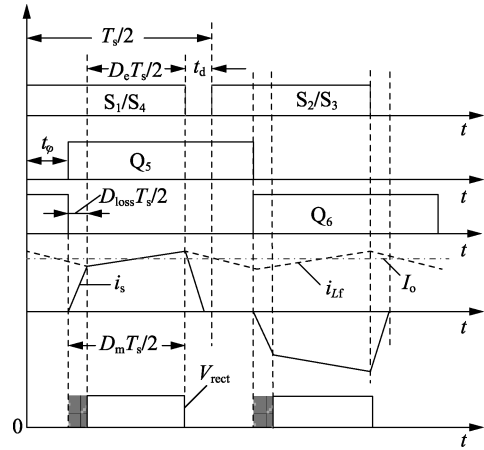


图5 占空比丢失示意图

Fig.5 Schematic of duty loss

$$D_m = 1 - \frac{2(t_d + t_\varphi)}{T_s} \quad (11)$$

其中, D_m 为原边最大占空比; t_d 为死区时间; t_φ 为移相 φ 对应的时间。

负载电流 I_o 为:

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (12)$$

变换器的电压增益 G 满足:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_e}{K} \quad (13)$$

由式(9)~(13)可得该变换器的电压增益为:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \sqrt{\left(\frac{KL_f M}{L_r}\right)^2 + \frac{2L_r D_m}{L_r}} - \frac{KL_f}{L_r} M \quad (14)$$

其中, $M = \frac{2L_r}{K^2 T_s R_o} - \frac{L_r}{2K^2 L_f} + 1$ 。

由式(14)可以绘制电压增益 G 和 D_m 的曲线图,如图 6 所示。从图中可以看出,当占空比 D_m 一定时,电压增益随着谐振电感 L_r 的增加而减小,所以要选择合适的变比 K ,满足输出电压的要求,同时适当选取 L_r 的值可以抑制整流二极管的反向恢复,所以 L_r 的值应折中考虑选取。

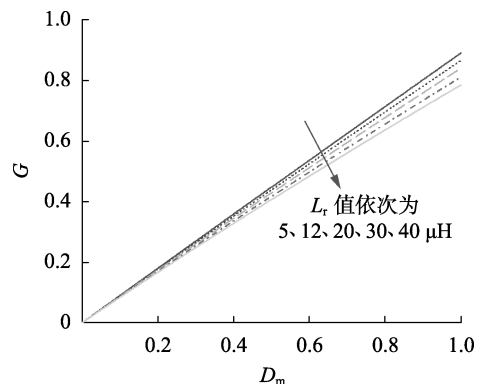


图6 变换器电压增益曲线

Fig.6 Voltage gain of converter

2.2 箝位二极管的选择

由工作模态分析表明,每个箝位二极管在一个周期内导通 2 次;第一次导通发生在 V_{D5} 或 V_{D6} 开始反向恢复的时候,流过箝位二极管的电流 i_{DC} 为原边电流 i_p 和谐振电感电流 i_{Lr} 之差,电流下降速度为 V_{in}/L_m , Q_5 或 Q_6 一旦开通,由于此时谐振电感 L_r 和变压器绕组都处于短路状态, i_p 快速增加到 i_{Lr} , 箝位二极管电流 i_{DC} 随之快速下降到 0, 输入电压 V_{in} 会直接施加在箝位二极管的两端,引起较大的反向恢复电流,因此需选用快恢复二极管;第二次导通出现在 V_{D7} 或 V_{D8} 发生反向恢复的时候,此时输出滤波电感电流 i_{Lf} 和原边电流 i_p 缓慢增加,流过箝位二极管的电流以相同速度减小,因此关断损耗可忽略。但是,若该变换器工作在轻载或空载时,箝位二极管仍然会出现反向恢复问题,所以箝位二极管建议采用的是 SiC 二极管,本文选用的箝位二极管型号为 C3D04060。

2.3 参数设计

实验样机的主要设计指标为:输入电压 $V_{in} = 400$ V, 输出电压 $V_o = 250$ V, 输出电流 $I_o = 5$ A, 开关频率 $f_s = 130$ kHz。

(1) 变压器 T 匝比 K 的确定。

PSCAR-FB 变换器存在占空比丢失现象,设副边最大有效占空比 $D_e = 0.8$, 高频变压器原副边匝比 K 为:

$$K = \frac{V_{in} D_e}{V_o + 2V_D + V_{Lf}} \quad (15)$$

本文选用的输出整流二极管的型号为 HFA15TB60, 其导通压降 $V_D = 1.3$ V, 输出滤波电感压降 $V_{Lf} = 0.6$ V, 变压器变比 $K = 1.26$ 。根据电磁感应定律,可得变压器副边匝数的计算公式为:

$$N_s = \frac{V_o + 2V_D + V_{Lf}}{4f_s B_m A_e} \quad (16)$$

选取铁氧体材质磁芯, 型号为 PQ35/35, 磁芯截面积 $A_e = 196$ mm², 最大工作磁通密度 $B_m = 0.15$ T, 可得到变压器副边匝数 $N_s = 16.56$, 实际取副边匝数 $N_s = 17$, 进而可得变压器原边匝数为:

$$N_p = KN_s = 1.26 \times 17 = 21.42 \quad (17)$$

实际取原边匝数 $N_p = 22$ 。

(2) 励磁电感 L_m 和谐振电感 L_r 的设计。

从原边开关管实现 ZVS 范围角度考虑励磁电感 L_m 和谐振电感 L_r 的设计。由于变换器原边开关管占空比始终为 0.5, 励磁电流峰值 I_{mp} 独立于负载, L_m 取值越小, 励磁电流峰值 I_{mp} 越大, 越有助于原边开关管实现 ZVS, 但此时原边无功环流损耗增加, 综合考虑取励磁电流峰值 $I_{mp} = 2$ A。同时若保证在 1/3 负载及以上时能实现 ZVS, 则谐振电感 L_r 需满足:

$$\frac{1}{2} L_r I_p^2 \geq 2 C_{oss} V_{in}^2 \quad (18)$$

在 1/3 负载时, 原边开关管关断或开通时, 变压器 T 的原边电流 I_p 表达式为:

$$I_p = \frac{I_o/3 + \Delta i_{Lf}/2}{K} + I_{mp} \quad (19)$$

本文选用的开关管型号为 STW35N65M5, 开关管输出电容 $C_{oss} = 70$ pF; 取输出滤波电感电流最大脉动量 $\Delta i_{Lf} = 20\% I_o$ 。结合式 (4)、(18) 和 (19) 可得: 励磁电感 $L_m = 370$ μ H, 谐振电感 $L_r = 12$ μ H。

(3) 输出滤波电感 L_f 的设计。

PSCAR-FB 变换器的输出滤波电感设计与传统移相全桥变换器类似, 输出滤波电感 L_f 的计算公式为:

$$L_f = \frac{V_o}{2f_s (20\% I_o)} \left(1 - \frac{V_o}{V_{in}/K - 2V_D - V_{Lf}} \right) = 196 \text{ (}\mu\text{F)} \quad (20)$$

(4) 输出滤波电容 C_o 的设计。

输出滤波电容的大小与输出电压纹波大小密切相关, 本文选取电压纹波峰峰值 $\Delta V_{opp} = 100$ mV, 输出滤波电容的计算公式为:

$$C_o = \frac{V_o}{8L_f (2f_s)^2 \Delta V_{opp}} \left(1 - \frac{V_o}{V_{in}/K - 2V_D - V_{Lf}} \right) = 4.8 \text{ (}\mu\text{F)} \quad (21)$$

为了稳定输出电压且减小电解电容的等效串联电阻 (ESR), 选用 2 个 100 μ F/420 V 电解电容并联。

3 实验结果与讨论

为了验证加箝位二极管之后 PSCAR-FB 变换器的工作原理, 依据 2.3 节参数设计, 在实验室搭建了一台 1.25 kW 的原理样机。

图 7 和图 8 分别为在满载和 1/3 负载情况下的主要实验波形。图 7(a) 和图 8(a) 从上到下依次为原边电流 i_p 、谐振电感电流 i_{Lr} 、桥臂中点电压 V_{AB} 和变压器原边电压 V_{CB} , 从图中可以看出当输出整流二极管发生反向恢复时, 箝位二极管导通, 谐振电感 L_r 被短路, i_{Lr} 保持不变, C 点电位被箝位在 0 或 V_{in} , V_{CB} 基本没有电压振荡和电压尖峰。图 7(b) 和图 8(b) 给出了有源整流开关 Q_5 和输出整流二极管 V_{D7} 两端的电压, 由图可知, 输出整流管发生反向恢复时, Q_5 和 V_{D7} 两端电压振荡很小, 说明加入箝位二极管后, 在满载和 1/3 负载时都有效地抑制了输出整流二极管上的电压尖峰, 减小了二次侧开关管和整流二极管的电压应力。图 7(c) 和图 8(c) 给出了原边开关管 S_2 、 S_4 的驱动信号 V_{GS2} 、 V_{GS4} 和漏源电压 V_{S2} 、 V_{S4} ,

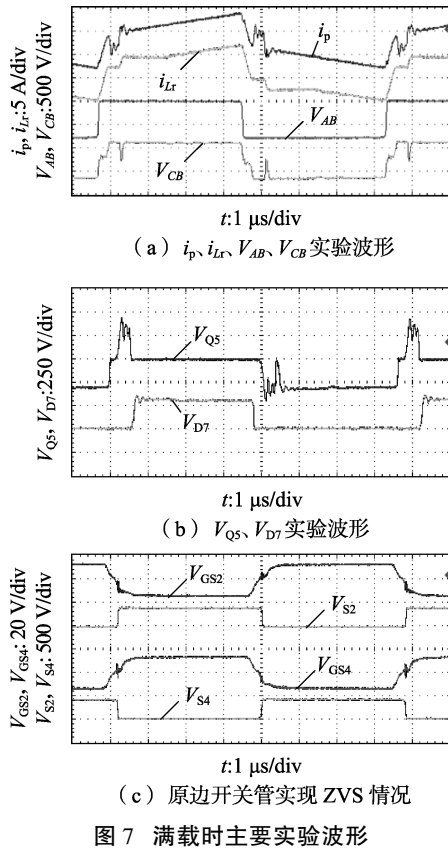


图7 满载时主要实验波形

Fig.7 Experimental waveforms under full load condition

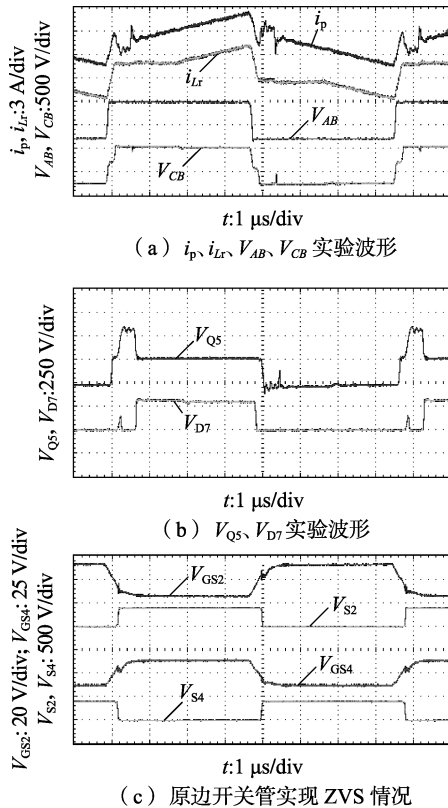


图8 1/3 负载时主要实验波形

Fig.8 Experimental waveforms under 1/3 load condition

可以看出 S_2 和 S_4 均实现了 ZVS, 此时原边开关管实现软开关情况一致, 可知原边开关管在 1/3 负载及

以上均实现了 ZVS。

图 9 进一步给出了不加辅助网络情况下, 在负载 50Ω 输入电压 320 V 时有源整流开关 Q_5 和二极管 V_{D7} 两端电压的实验波形, 可以明显看出, 振荡很剧烈, 尖峰电压已接近二次侧功率器件耐压极限值。由上述实验可以得出, 在加辅助网络后, 二次侧电压振荡衰减很多, 同时电压尖峰得到有效抑制。

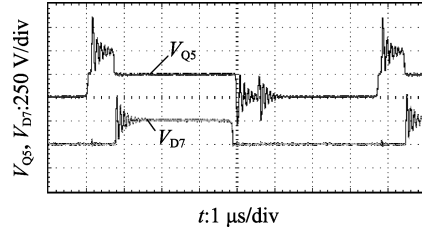
图9 V_{Q5}, V_{D7} 实验波形Fig.9 Experimental waveforms of V_{Q5} and V_{D7}

表 1 给出了 PSCAR-FB 变换器在满载时的损耗分布, 从表中可以看出, 变压器和整流管的损耗占据了相当大的一部分, 可针对变压器和整流管进行优化来进一步提高效率。图 10 为在额定输出 250 W 时不同负载下的效率曲线, 变换器在整个负载范围内具有较高的效率, 变换器在满载时效率最高, 为 95.1% 。

表 1 满载时变换器损耗分布

Table 1 Loss distribution of converters under full load condition

元器件	损耗/W	元器件	损耗/W
原边开关管	12.66	变压器	21.90
副边开关管	5.15	谐振电感	0.93
整流管	17.11	其他	5.02
箝位二极管	1.05		

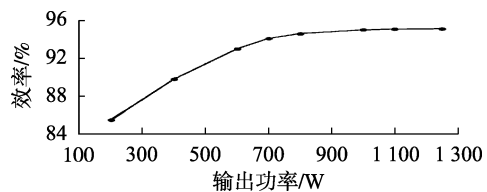


图10 变换器的效率曲线

Fig.10 Efficiency waveform of converter

4 结论

本文重点讨论了加箝位二极管的 PSCAR-FB 变换器结构, 详细分析了变换器改进后的工作特点, 并给出了主要参数的设计方法, 为验证理论分析的正确性, 搭建了一台 1.25 kW 的实验样机, 并给出了实验结果。通过在一次侧引入 1 个谐振电感和 2 个箝位二极管的电路形式, 不仅保留了基本 PSCAR-FB 变换器的优点, 同时还抑制了二次侧整流二极管的电压振荡和电压尖峰, 从而减小了二次侧开关管和整流二极管的电压应力, 实际工作过程与理论分析

一致。

参考文献:

- [1] 孟旭瑶,张维戈,鲍谚,等.考虑充电功率的电动汽车快充站充电设施优化配置[J].电力自动化设备,2018,38(7):28-34.
MENG Xuyao,ZHANG Weige,BAO Yan,et al. Optimal configuration of charging facility for electric vehicle fast charging station considering charging power[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018,38(7):28-34.
- [2] 杜习超,刘永民,徐则诚,等.电动汽车随机负荷建模及对配电网节点电压分布的影响[J].电力自动化设备,2018,38(6):124-130.
DU Xichao,LIU Yongmin,XU Zecheng,et al. Modeling of random load of electric vehicle and its influence on node voltage distribution of distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018,38(6):124-130.
- [3] 胡平,谢依顺,杨迎化,等.新型ZVS全桥DC/DC变换器[J].电力自动化设备,2010,30(2):103-105.
HU Ping,XIE Yishun,YANG Yinghua,et al. Novel full-bridge ZVS DC/DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010,30(2):103-105.
- [4] 姚建红,张艳红,刘继承.一种新型全桥移相PWM零电压零电流变换器[J].电力自动化设备,2010,30(1):66-70.
YAO Jianhong,ZHANG Yanghong,LIU Jicheng. Full-bridge phase-shift PWM ZVZCS converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010,30(1):66-70.
- [5] 郑连清,朱军,娄洪力,等.新型零电流转换移相全桥DC/DC变换器[J].电力自动化设备,2008,28(6):22-26.
ZHENG Lianqing,ZHU Jun,LOU Hongli,et al. Zero-current-transition phase-shift full-bridge DC/DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008,28(6):22-26.
- [6] 陈仲,汪洋,李梦南.一种低环流损耗的宽范围ZVS移相全桥变换器[J].电工技术学报,2015,30(22):71-79.
CHEN Zhong,WANG Yang,LI Mengnan. Wide-range zero voltage switching phase-shifted full-bridge converter with converter with low circulation loss[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015,30(22):71-79.
- [7] 戴梅,沈萍,张方华,等.加箝位网络的移相全桥变换器的研究[J].电力电子技术,2008,42(3):9-11.
DAI Mei,SHENG Ping,ZHANG Fanghua,et al. An phase-shift full-bridge converter with voltage clamp circuit[J]. Power Electronics, 2008,42(3):9-11.
- [8] 徐明,尹斌,周岩. ZVS PWM 全桥变换器副边箝位电路研究[J].电力自动化设备,2006,26(9):43-46.
XU Ming,YIN Bin,ZHOU Yan. Research on secondary clamping circuit of ZVS PWM full bridge converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2006,26(9):43-46.
- [9] CHEN Wu,RUAN Xinbo,CHEN Qianhong,et al. Zero-voltage-switching PWM full-bridge converter employing auxiliary transformer to reset the clamping diode current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010,25(5):1149-1162.
- [10] BRAHMENDRA G N,NARASAMMA N L. A new active soft-switching circuit for full bridge converters[C]//2012 IEEE International Conference on Power Electronics Drives and Energy Systems(PEDES). Bengaluru, India: IEEE, 2012:1-6.
- [11] YADAV G N B,NARASAMMA N L. An active soft switched phase-shifted full bridge DC-DC converter; analysis, modeling, design, and implementation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014,29(9):4538-45502.
- [12] 张欣,陈武,阮新波.一种辅助电流可控的移相全桥零电压开PWM变换器[J].电工技术学报,2010,25(3):81-88.
ZHANG Xin,CHEN Wu,RUAN Xinbo. A novel ZVS PWM phase-shifted full-bridge converter with controlled auxiliary circuit[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010,25(3):81-88.
- [13] HUAG C,LEE F C,MILAN M. Zero-voltage switched PWM converter using a saturable inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993,8(4):530-534.
- [14] JAIN P K,KANG W,SOIN H,et al. Analysis and design considerations of a load and line independent zero voltage switching full bridge DC-DC converter topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002,17(5):649-657.
- [15] SHIN Y,KIM S,HAN S. A pulse-frequency-modulated full-bridge DC/DC converter with series boost capacitor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011,58(11):5154-5162.
- [16] CHO J,BAEK J,JEONG C,et al. Novel zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000,15(2):250-257.
- [17] MORIMOTO T,SHIRAKAWA S,KOUDRIAVTSEV O,et al. Zero-voltage and zero-current hybrid soft-switching phase-shifted PWM DC-DC converter for high power applications[C]//APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. New Orleans, LA, USA: IEEE, 2000:104-106.
- [18] AKAMATSU K,MISHIMA T,NAKAOKA M. A zero voltage and zero current soft-switching PWM DC-DC converter with synchronous phase shifting hybrid rectifier[C]//2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA: IEEE, 2013:1-8.
- [19] 阮新波. 脉宽调制DC/DC全桥变换器的软开关技术[M]. 2版. 北京: 科学出版社, 2012:102.

作者简介:



赵清林

赵清林(1969—),男,黑龙江鹤岗人,教授,博士,主要研究方向为高频功率变换及软开关技术(E-mail:powerzql@163.com);

李昆仑(1990—),男,河南商丘人,硕士研究生,研究方向为高频功率变换及软开关技术(E-mail:powerlkl@163.com);

刘威(1993—),男,湖北随州人,硕士研究生,研究方向为高频功率变换及软开关技术(E-mail:892952514@qq.com);

王玉洁(1994—),女,河北石家庄人,硕士研究生,研究方向为双向DC/DC变换器拓扑结构(E-mail:18712707236@139.com);

王德玉(1979—),男,黑龙江伊春人,副教授,博士,研究方向为基于半导体开关的高功率重频脉冲放电技术及脉冲信号测量技术(E-mail:wdy@ysu.edu.cn)。

(下转第46页 continued on page 46)

作者简介:



程启明

程启明(1965—),男,江苏盐城人,教授,博士,研究方向为电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用等(**E-mail**: chengqiming@sina.com);

陈路(1990—),男,安徽淮南人,硕士研究生,通信作者,研究方向为电力系统自动化、电机控制等(**E-mail**: 644401269@

qq.com);

程尹曼(1990—),女,上海人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、新能源发电控制等(**E-mail**: chengyinman@hotmail.com);

李涛(1992—),男,安徽合肥人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、电机控制等(**E-mail**: 1773978817@qq.com);

孙伟莎(1993—),女,山东菏泽人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、新能源发电控制等(**E-mail**: 1160115070@qq.com)。

SVPWAM strategy of three-level direct matrix converter

CHENG Qiming¹, CHEN Lu¹, CHENG Yinman², LI Tao¹, SUN Weisha¹

(1. College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. North Power Supply Branch, State Grid Shanghai Electric Power Company, Shanghai 200041, China)

Abstract: Compared with conventional MCs (Matrix Converters), TLDMC (Three-Level Direct Matrix Converter) can reduce the output voltage total harmonic distortion and switching stress. On the other hand, the TLDMC is advantageous to the existing multi-level AC-DC-AC converter in terms of reduced switching count and lowered losses. The SVPWAM (Space Vector Pulse Width Amplitude Modulation) for TLDMC is presented. By eliminating the zero vector of each sector, the switching frequency can be reduced and the voltage transfer ratio can be improved. According to the topology of TLDMC, the indirect space vector modulation is demonstrated. For the modulation of TLDMC, the zero vector modulation of virtual rectifier is improved to SVPWAM, and VSVPWM (Virtual Space Vector Pulse Width Modulation) is employed in the virtual inverters. Finally, simulative and experimental results verify the effectiveness of the proposed approach.

Key words: Three-Level Direct Matrix Converter (TLDMC); virtual rectifier converter; Space Vector Pulse Width Amplitude Modulation (SVPWAM); Virtual Space Vector Pulse Width Modulation (VSVPWM)

(上接第 32 页 continued from page 32)

Full bridge converter with phase-shifted control active rectifier

ZHAO Qinglin, LI Kunlun, LIU Wei, WANG Yujie, WANG Deyu

(Key Laboratory of Power Electronics for Energy Conservation and Motor Drive of Hebei Province,

College of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: The output rectifier diodes suffer a high voltage spike resulted by the reverse recovery of the rectifier diodes in the PSCAR-FB (Phase-Shifted Control Active Rectification Full Bridge) converter, which increases the voltage stress of the secondary switches and diodes. In order to solve the above problem, an auxiliary network with one resonant inductor and two clamping diodes is introduced in the primary side. The working principle and steady-state characteristics of the improved converter are analyzed in detail, and the specific design method of main parameters is given. On this basis, a 1.25 kW experimental prototype is built and tested. The experimental results verify the feasibility of the proposed method.

Key words: electric converters; phase-shifted control; active rectifier; soft-switching; clamping diode; parameter design