

复合式全桥三电平 LLC 谐振变换器

金科, 阮新波

(南京航空航天大学航空电源重点实验室, 江苏省 南京市 210016)

Hybrid Full Bridge Three-level LLC Resonant Converter

JIN Ke, RUAN Xin-bo

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: This paper proposes a novel hybrid full-bridge three-level LLC resonant converter, which is suitable for fuel cell power system. It integrates the advantages of hybrid full-bridge three-level converter and LLC resonant converter such as: Operating with very high efficiency over an wide input voltage range; Three-level leg switches sustain only the half of the input voltage; The voltage stress on rectifier diodes can be minimized to the output voltage. ZCS is achieved for the rectifier diodes; ZVS capability from zero to full load, etc. A 200-400V input, 360V/4A output prototype converter is built in lab to verify the operation principle of the proposed converter.

KEY WORDS: Three-level converter; LLC resonant converter; Zero-voltage-switching; Zero-current-switching

摘要: 该文提出了一种适合于燃料电池供电系统新颖的复合式全桥三电平 LLC 谐振变换器。它是在复合式全桥三电平变换器的基础上加入了 LLC 谐振网络以实现开关管 ZVS 和整流二极管 ZCS。该变换器集合了复合式全桥三电平变换器和 LLC 谐振变换器的优点: 适合于在宽输入电压范围的应用场合; 三点平桥臂的开关管电压应力只有输入电压的一半; 整流二极管实现 ZCS, 其电压应力仅为输出电压; 可以在全负载范围内实现 ZVS。该文通过一个 200-400V 输入, 360V/4A 输出的原理样机验证了它的工作原理, 并给出实验结果。

关键词: 三电平变换器; LLC 谐振变换器; 零电压开关; 零电流开关

1 引言

随着人类生活水平的不断提高, 对能源的需求大幅度增加。化石能源作为不可再生能源正日益枯竭,

而且它所造成的环境污染日益严重。氢能作为一种绿色新能源, 得到越来越多的应用。氢能利用的一个重要方面是燃料电池。它将氢和氧发生反应转换为电能, 其优点是反应产物为纯净水, 而且噪声也很小, 对环境没有污染。因此燃料电池供电系统的研究对减少环境污染和减小温室效应具有重要的意义^[1-4]。

燃料电池的最大特性是动态响应慢, 外特性较软, 即其输出电压范围较宽, 因此要求后级单向 DC-DC 变换器必须能够在宽输入电压范围内高效工作。另外, 变换器的输入电压和电流脉动小, 这样可以减小燃料电池的电流电压脉动, 增长寿命^[3]。

文献[5-8]提出了 PWM 复合式全桥三电平变换器(Hybrid full bridge three-level converter, H-FB TL 变换器)。该变换器具有以下优点: ① 它不仅可以在三电平模态还可以工作在两电平模态, 因此非常适合于宽输入电压范围的应用场合; ② 一个桥臂是三电平桥臂, 开关管的电压应力为输入电压的一半, 并且可以在很宽的负载范围内实现 ZVS; ③ 一个桥臂是两电平桥臂, 开关管的电压应力为输入电压, 它可以利用谐振电感的能量实现 ZVS; ④ 输出整流波形中高频分量小, 可以减小输出滤波电感, 但是它的输出整流管依然存在反向恢复问题, 输出整流管要承受电压尖峰, 另外, 滞后管在轻载的情况较难实现软开关。

LLC 谐振变换器是将 LLC 谐振网络加入到变换器中, 使得开关管可以在全负载范围内实现 ZVS^[9-15]。由于该变换器副边没有滤波电感, 因此如果采用全桥整流, 整流二极管的电压应力仅为输出电压, 而且可以实现 ZCS, 从而减小开关损耗。

基金项目: 国家自然科学基金项目(50177013); 江苏省自然科学基金项目(BK2003419)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50177013).

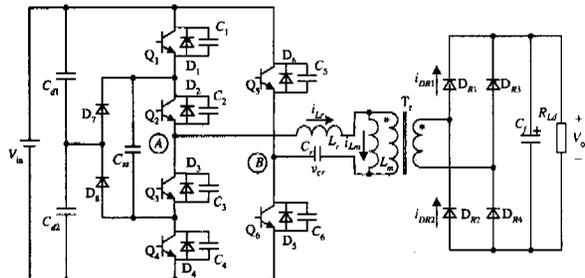
变压器漏感可以被利用为谐振电感，因此不存在由漏感引起的寄生振荡等问题。但该变换器采用变频控制，因此在输入电压范围宽或负载变化很大的情况下，变换器的开关频率范围很宽，难于优化设计。

本文将 LLC 谐振网络引入到 H-FB TL 变换器中，得到复合式全桥三电平 LLC 谐振变换器(H-FB TL LLC 谐振变换器)。该变换器集合了 H-FB TL 变换器和 LLC 谐振变换器的优点：①适合于宽输入电压范围的应用场合；②三电平桥臂的开关管电压应力只有输入电压的一半；③整流二极管的电压应力仅为输出电压；④可以在全负载范围内实现 ZVS。因此非常适合于宽输入电压范围的应用场合，如燃料电池供电系统等。

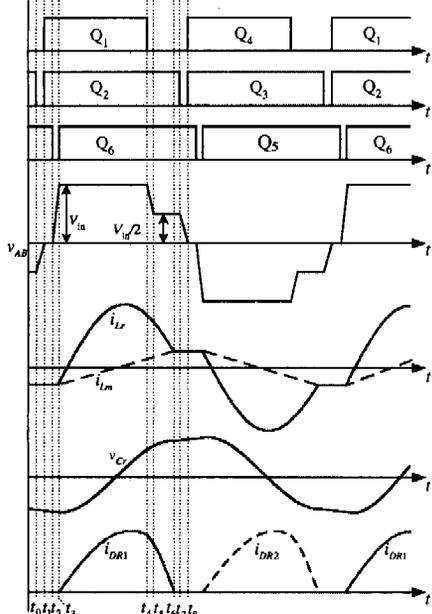
2 工作原理

2.1 电路图和波形

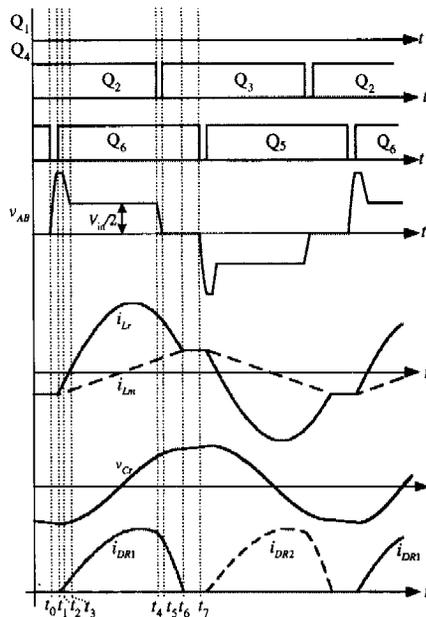
图1给出了 H-FB TL LLC 谐振变换器的电路图和主要波形。谐振电感 L_r ，变压器励磁电感 L_m 和谐振电容 C_r 构成 LLC 谐振网络。变压器漏感可以被利用为谐振电感。



(a) 主电路



(b) 三电平模式主要波形



(c) 两电平模式主要波形

图1 复合式全桥三电平 LLC 谐振变换器
Fig. 1 H-FB TL LLC resonant converter

Q_2, Q_3, Q_5 和 Q_6 移相控制。 Q_2 和 Q_3 为超前管， Q_5 和 Q_6 为滞后管。 Q_1 和 Q_4 分别相对于 Q_2 和 Q_3 进行 PWM 控制，因此被称为斩波管。

当输入电压较低时， Q_1 和 Q_4 斩波工作， Q_2 和 Q_3 与 Q_5 和 Q_6 之间有一个较小的固定相位差，将 Q_2, Q_3 实现 ZVS 和 Q_5, Q_6 实现 ZVS 分离开来。 v_{AB} 为三电平波形，输出电压由斩波管的占空比来调节，称之为三电平模式(3L 模式)，其主要波形图如图 1(b)。当输入电压较高时， Q_1 和 Q_4 的脉宽减小到零， Q_2 和 Q_3 与 Q_6 和 Q_5 移相工作，即通过调节两者之间的移相角来调节输出电压，此时 v_{AB} 为近似两电平波形，称之为两电平模式(2L 模式)，其主要波形图如图 1(c)。

2.2 3L 模式

模态 1 [t_0, t_1]: t_0 以前， Q_3, Q_5 和 D_8 导通， AB 两点间电压 v_{AB} 为 $-V_{in}/2$ 。在 t_0 时刻，关断 Q_3 。谐振电感电流 i_{Lr} 给 C_3 充电，并通过 C_{s3} 给 C_2 放电。在 C_2 和 C_3 的缓冲下， Q_3 近似零电压关断。在 t_1 时刻， Q_2 的体二极管导通。

$$\begin{cases} I_m = nV_o T_r / (4L_m) \\ v_{C3}(t) = I_m(t - t_0) / (2C_{3l}) \\ v_{C2}(t) = V_{in} / 2 - I_m / [2C_{3l}(t - t_0)] \end{cases} \quad (1)$$

式中 I_m 为励磁电感电流最大值，在 t_0 时刻， i_{Lm} 达到反向最大值； n 为变压器原副边匝比； C_{3l} 为三电平桥臂开关管寄生电容。

模态 2 [t_1, t_2]: 在 t_1 时刻， D_1 和 D_2 导通，此时

可以零电压开通 Q_2 , $v_{AB}=0$ 。由于 L_m 较大, 因此 i_{Lr} 基本保持不变, 仍为 I_m 对 C_r 充电, 其电压 v_{Cr} 线形反向上升。

模态 3 $[t_2, t_3]$: 在 t_2 时刻, 零电压关断 Q_5 , i_{Lr} 给 Q_5 充电, 同时给 Q_6 放电, v_{AB} 由零变为正。 i_{Lr} 在该模态中保持不变, 仍为 I_m 。在 t_3 时刻, Q_6 的体二极管导通。

$$\begin{cases} v_{C5}(t) = I_m(t-t_2)/2C_{2l} \\ v_{C6}(t) = V_{in} - I_m(t-t_2)/2C_{2l} \end{cases} \quad (2)$$

式中 C_{2l} 为两电平桥臂开关管寄生电容。

模态 4 $[t_3, t_4]$: 在 t_3 时刻, 零电压开通 Q_6 。此时 $i_{Lr} > i_{Lm}$, D_{R1} 和 D_{R4} 导通, nV_o 加在 L_m 上。而 $V_{in} - nV_o$ 加在 L_r 和 C_r 之上, i_{Lr} 以正弦形式上升。其进一步等效电路如图 2(a) 所示。谐振电感电流 i_{Lr} 、励磁电感电流 i_{Lm} 和谐振电容电压 v_{Cr} 表达式如下:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = -I_m \cos \omega_r(t-t_3) + [(V_{in} - nV_o) - V_{Cr}(t_3)] \sin \omega_r(t-t_3) / Z_r \\ v_{Cr}(t) = -Z_r I_m \sin \omega_r(t-t_3) + [(V_{in} - nV_o) - V_{Cr}(t_3)] [1 - \cos \omega_r(t-t_3)] \\ i_m(t) = nV_o(t-t_3) / L_m - I_m \end{cases} \quad (3)$$

式中 $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$; $Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$; $V_{Cr}(t_3)$ 为谐振电容电压在 t_3 时刻的初始值。

模态 5 $[t_4, t_5]$: 在 t_4 时刻, 关断 Q_1 , i_{Lr} 给 C_1 充电, 并通过 C_{ss} 给 C_4 放电。在 C_1 和 C_4 的缓冲作用下, Q_1 近似为零电压关断。 D_{R1} 和 D_{R4} 仍然导通, nV_o 加在 L_m 上, i_{Lm} 继续线形上升。

模态 6 $[t_5, t_6]$: 在 t_5 时刻, C_1 电压充至 $V_{in}/2$, 而 C_4 电压为零, D_7 导通, 使得 $V_{in}/2 - nV_o$ 加在 L_r 和 C_r 上进行谐振, 其进一步等效电路如图 2(b) 所示。 i_{Lr} 、 i_{Lm} 和 v_{Cr} 表达式如下:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_5) \cos \omega_r(t-t_5) + [(V_{in}/2 - nV_o) - V_{Cr}(t_5)] \sin \omega_r(t-t_5) / Z_r \\ v_{Cr}(t) = Z_r I_{Lr}(t_5) \sin \omega_r(t-t_5) + [(V_{in}/2 - nV_o) - V_{Cr}(t_5)] [1 - \cos \omega_r(t-t_5)] \\ i_m(t) = nV_o(t-t_5) / L_m - I_m \end{cases} \quad (4)$$

模态 7 $[t_6, t_7]$: 在 t_6 时刻, i_{Lr} 与 i_{Lm} 相等, D_{R1} 和 D_{R4} 自然关断, 因此避免了反向恢复, 此时 D_{R1} 和 D_{R4} 上的反向电压为 V_o 。输出侧与谐振电路脱离。励磁电感的电压不再受输出电压限制, L_m 与 L_r 串联参与谐振。由于 L_m 比较大, 在这段时间里 i_{Lr} 和 i_{Lm} 基本保持不变, 其进一步等效电路如图 3(c) 所示。

在 t_7 时刻, 零电压关断 Q_2 , 开始后半周期工作。

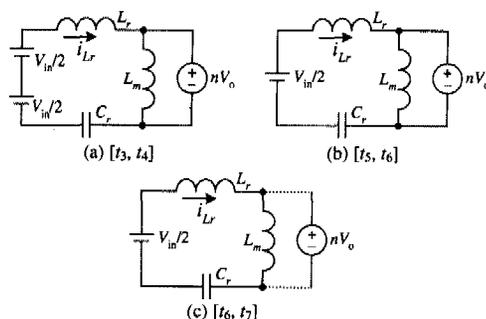


图 2 三电平模式进一步等效电路
Fig. 2 Further equivalent circuits of 3L mode

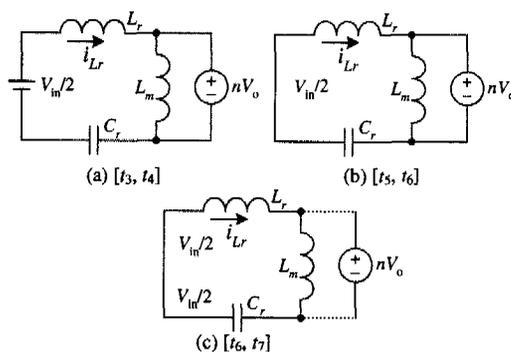


图 3 两电平模式进一步等效电路
Fig. 3 Further equivalent circuits of 2L mode

2.3 2L 模式

模态 1 $[t_0, t_1]$: t_0 以前, D_1 、 D_2 和 Q_5 导通, $v_{AB}=0$ 。在 t_0 时刻, 关断 Q_5 , i_{Lr} 给 C_5 充电, 给 C_6 放电, 在 C_5 和 C_6 的缓冲下, Q_5 近似零电压关断。在 t_1 时刻, Q_1 、 Q_2 和 Q_6 的体二极管导通。

模态 2 $[t_1, t_2]$: 在 t_1 时刻, 零电压开通 Q_6 , D_{R1} 和 D_{R4} 导通, nV_o 加在 L_m 上, i_{Lm} 线形上升, i_{Lr} 为负, 流过 D_1 、 D_2 和 D_6 , 因此 $V_{in} - nV_o$ 加在 L_r 和 C_r 之上, i_{Lr} 以正弦形式上升。

模态 3 $[t_2, t_3]$: t_2 时刻, i_{Lr} 上升为零。 D_{R1} 和 D_{R4} 仍然导通, nV_o 加在 L_m 上, i_{Lm} 继续线形上升。 i_{Lr} 给 C_1 充电, 并通过 C_{ss} 给 C_4 放电。

模态 4 $[t_3, t_4]$: 在 t_3 时刻, C_1 电压充至 $V_{in}/2$, 而 C_4 电压为零, D_7 导通, 使得 $V_{in}/2 - nV_o$ 加在 L_r 和 C_r 上进行谐振。其进一步等效电路如图 3(a) 所示。 i_{Lr} 、 i_{Lm} 和 v_{Cr} 表达式与 (4) 一致。

模态 5 $[t_4, t_5]$: 在 t_4 时刻, 关断 Q_2 , 在 C_2 和 C_3 的缓冲作用下, Q_2 近似为零电压关断。 D_{R1} 和 D_{R4} 仍然导通, nV_o 加在 L_m 上, i_{Lm} 继续线形上升。

模态 6 $[t_5, t_6]$: 在 t_5 时刻, C_2 电压上升至 $V_{in}/2$, 而 C_4 电压为零, D_3 、 D_4 和 Q_6 导通, 使得 nV_o 加在 L_r 和 C_r 上进行谐振。其进一步等效电路如图 3(b) 所示。 i_{Lr} 、 i_{Lm} 和 v_{Cr} 表达式如下:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_5) \cos \omega_r(t-t_5) + [-nV_o - \\ \quad V_{Cr}(t_5)] \sin \omega_r(t-t_5) / Z_r \\ v_{Cr}(t) = Z_r I_{Lr}(t_5) \sin \omega_r(t-t_5) + [-nV_o - \\ \quad V_{Cr}(t_5)] [1 - \cos \omega_r(t-t_5)] \\ i_m(t) = nV_o t - t_1 / L_m - I_m \end{cases} \quad (5)$$

模态 7 $[t_6, t_7]$: 在 t_6 时刻, i_{Lr} 与 i_{Lm} 相等, D_{R1} 和 D_{R4} 自然关断, 因此避免了反向恢复, 此时 D_{R1} 上的反向电压为输出电压。变压器副边开路。 L_m 与 L_r 串联参与谐振。在这段时间里原边电流基本保持不变。其进一步等效电路如图 3(c) 所示。

在 t_7 时刻, 零电压关断 Q_6 , 开始后半周期工作。

3 变换器特性

在分析变换器特性之前先做如下定义:

L_r 和 C_r 谐振频率:

$$f_r = 1 / 2\pi \sqrt{L_r C_r} \quad (6)$$

L_r, L_m 和 C_r 谐振频率:

$$f_m = 1 / 2\pi \sqrt{(L_r + L_m) C_r} \quad (7)$$

频率比:

$$f_N = f_s / f_r \quad (8)$$

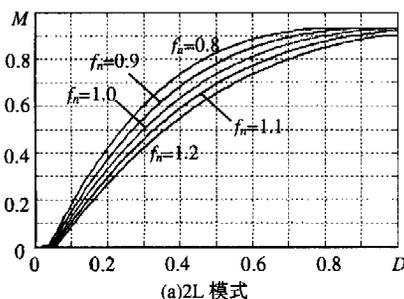
式中 f_s 为开关频率。

电压传输比:

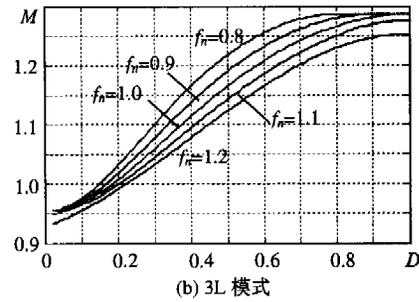
$$M = nV_o / V_{in} \quad (9)$$

从上一节的工作原理分析可以看出 H-FB TL LLC 谐振变换器在一个工作周期中有多个谐振模态, 各个谐振模态之间的转换由 i_{Lr} 和 v_{Cr} 决定, 因此很难用简单的表达式描述变换器的输入输出关系。为了得到变换器稳态的特性, 运用 Matlab 软件, 及式(1)~(9)就可以得到变换器的电压传输比, 如图 4 所示。

图 4 给出了不同开关频率比条件下, 电压传输比 M 随占空比变化而变化的曲线, 这是谐振变换器最重要的特性。其中 3L 模式中占空比 $D = (t_4 - t_1) / (t_7 - t_1)$ (如图 1(b) 所示), 2L 模式占空比 $D = (t_4 - t_1) / (t_7 - t_1)$ (如图 1(c) 所示)。



(a) 2L 模式



(b) 3L 模式

图 4 电压传输比

Fig. 4 Voltage conversion ratio

如果变换器工作频率靠近 f_m , 那么开关管将不能实现 ZVS。在此情况下, 励磁电流将会在开关管关断之前反向, 使得变换器工作在 ZCS 条件下。另外, 谐振电容也会承受很高的电压应力。所以变换器的工作频率应该尽量靠近 f_r 。但是如果 f_s 高于 f_r , 副边整流二极管将会失去 ZCS, 并带来电压尖峰。而且空载特性较差, 通常需要加一定的死负载。综上所述, 变换器的工作频率应该低于但尽量接近于谐振频率 f_r , 即 $f_N < 1$ 并接近于 1。因此后一节的原理样机 f_N 取为 0.9。

4 实验结果

为了验证 H-FB TL LLC 谐振变换器的工作原理, 在实验室中建立了 1 台 1.5kW 原理样机, 具体参数如下: 输入电压 $V_{in} = 200 \sim 400V(DC)$; 输出电压 $V_o = 360V(DC)$; 输出电流 $I_o = 4A$; 开关频率 $f_s = 100kHz$; 谐振频率 $f_r = 111.1kHz$; 谐振电容 $C_r = 94.4nF$; 谐振电感: $L_r = 21.7\mu H$; 励磁电感 $L_m = 120.6\mu H$; 开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 为 APT30M75BFL; 开关管 $Q_5 \sim Q_6$ 为 SPW47N60C3; 整流二极管 $D_{R1} \sim D_{R4}$ 为 CSD10060; 续流二极管 $D_7 \sim D_8$ 为 DSEP30-03A; 变压器原副边匝比为 9:17。

图 5(a)、(b) 分别给出 3L 模式(200V 输入)和 2L 模式(400V 输入)满载时 $v_{AB}, v_{Cr}, i_p, i_{DR1}$ 和 v_{DR1} 的波形。从图中可以看出谐振网络工作与原理分析完全一致。副边整流二极管电流谐振到零自然关断, 实现 ZCS。所以并不存在反向恢复的问题, 电压也没有尖峰, 电压应力仅为输出电压, 因此不需要增加吸收电路。

图 6 分别给出 $V_{in} = 200V$ 满载时各开关管驱动电压、漏源间电压和漏极电流波形。从图中可以看出所有开关管均实现 ZVS。三电平桥臂开关管电压应力为输入电压的一半, 而两电平桥臂开关管电压应力为输入电压。

图7给出了H-FB TL LLC 谐振变换器的效率曲线。图7(a)分别给出了 $V_{in}=200V$ 和 $V_{in}=400V$ 时效率与输出电流的关系。在 $V_{in}=400V$ 满载时, 变换器效率达到 95.2%。图7(b)给出了输出满载时效率

与输入电压的关系。从图中可看出效率随输入电压升高而升高, 这也是 LLC 谐振变换器的主要特性。

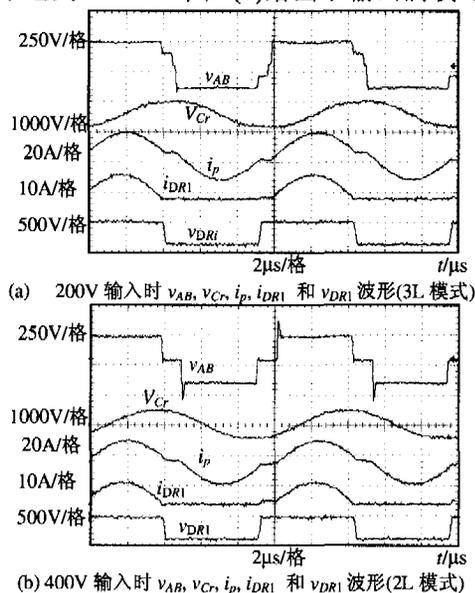


图5 满载实验波形

Fig. 5 Experimental waveforms at full load

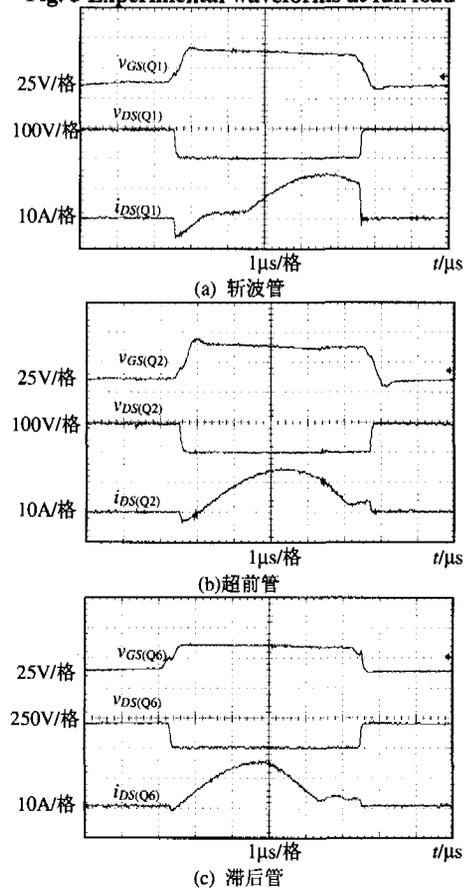
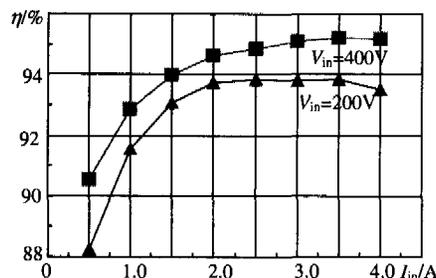
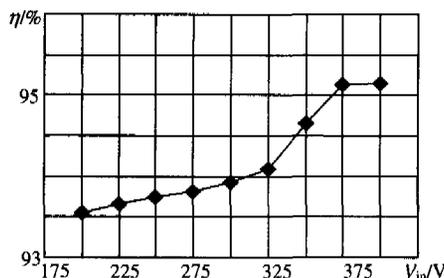


图6 $V_{in}=200V$ 满载时各开关管驱动电压、漏源间电压和漏极电流

Fig.6 The gate drive signal, drain-source voltage, and the drain current of the switches at full load and $V_{in}=200V$



(a) $V_{in}=200V$ 和 $V_{in}=400V$ 时效率与输出电流的关系



(b) 输出满载时效率与输入电压的关系

图7 效率曲线

Fig. 7 The overall efficiency

5 结论

本文提出了一种适合于燃料电池供电系统新颖的 H-FB TL LLC 谐振变换器, 它具有以下优点:

- (1) 可以在很宽的输入电压范围内高效工作, 因此适合于宽输入电压范围的应用场合;
- (2) 三电平桥臂开关管电压应力仅为输入电压的一半;
- (3) 输出整流二极管实现 ZCS, 而且其电压应力仅为输出电压;
- (4) 可以在全负载范围内实现 ZVS。

参考文献

- [1] Wang J, Peng F Z, Anderson J, et al. Low cost fuel cell converter system for residential power generation [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(5): 1315-1322.
- [2] Cheng K W E, Sutanto D, Ho Y L, et al. Exploring the power conditioning system for fuel cell [C]. in Proc. IEEE PESC, Vancouver, Canada, 2001.
- [3] Xu H, Li K, Wen X. Fuel cell power system and high power dc-dc converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(5): 1250-1255.
- [4] Choi W, Enjeti P, Howze J W. Fuel cell powered ups systems: design considerations [C]. in Proc. IEEE PESC, A capulco, Mexico, 2003.
- [5] 陈志英, 阮新波. 零电压开关复合式 PWM 全桥三电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 24-29.

Chen Zhiying, Ruan Xinbo. Zero-voltage-switching pwm hybrid

- full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 24-29.
- [6] 阮新波, 李斌. 零电压零电流开关复合式 PWM 全桥三电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 9-14.
Ruan Xinbo, Li Bin. Zero-voltage and zero-current-switching pwm hybrid full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(4): 9-14.
- [7] 陈武, 阮新波. 加箝位二极管的 ZVS PWM 复合式全桥三电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(20):
Chen Wu, Ruan Xinbo. Zero-voltage-switching pwm hybrid full-bridge three-level converter with clamping diodes[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(20):
- [8] Chen W, Ruan X. Current-doubler-rectifier zvs pwm hybrid full-bridge three-level converter[C]. in Proc. IEEE PESE, Recife, Brazil, 2005.
- [9] Yang B, Lee F C, Zhang A J, et al. LLC resonant converter for front end dc/dc conversion [C]. in Proc. IEEE APEC, Dallas, USA, 2002: 1108-1112.
- [10] Yang B, Chen R, Lee F C. Integrated magnetic for llc resonant converter[C]. in Proc. IEEE APEC, Dallas, Texas, America, 10-14, March, 2002, 346-351.
- [11] Yang B, Lee F C, Concannon M. Over current protection methods for llc resonant converter[C]. in Proc. IEEE APEC, Miami, USA, 2003: 605-609.
- [12] Raju G S N, Doradla S. An lcl resonant converter with pwm control —analysis, simulation, and implementation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(2): 164-174.
- [13] Canales F, Barbosa P, Lee F C. A wide input voltage and load output variations fixed-frequency zvs dc/dc llc resonant converter for high-power applications [C]. in Proc. IEEE IAS, Pittsburh, USA, 2002: 2306-2313.
- [14] Canales F, Barbosa P, Aguilar PC, et al. A high-power-density dc/dc converter for high-power distributed power systems[C]. in Proc. IEEE PESC, Ncapulco, Mexico, 2003: 11-18.
- [15] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. 一种新颖的三电平软开关谐振型 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 24-28.
Gu Yilei, Lu Zhengyu, Qian Zhaoming. A novel three level soft switching resonant dc/dc converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 24-28.

收稿日期: 2005-09-21。

作者简介:

金科(1978-), 男, 博士研究生, 研究方向为大功率高频软开关直-直变换器;

阮新波(1970-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为高频软开关直-直变换器、高频软开关逆变器、变换器的建模分析和电力电子集成系统。

(编辑 王彦骏)