

# 光伏发电系统中高升压比DC-DC变换器

刘国海<sup>1</sup> 吴 ■<sup>1</sup> 金科<sup>2</sup> 廖志凌<sup>1</sup>

(1. 江苏大学电气信息工程学院, 镇江, 212013; 2. 南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

**摘要:**光伏发电作为太阳能的重要应用方式正受到越来越广泛的关注,普遍采用前级DC-DC变换和后期逆变的结构。单相逆变器的输出电压通常为220 V(AC),这就要求前级DC-DC变换器具有很高的升压比。由于单级式DC-DC变换器难以满足要求,本文采用Boost变换器加ZVS全桥直流变压器的两级式结构。针对ZVS全桥直流变压器的不足,将LLC谐振网络应用于全桥直流变压器电路,提出了一种全桥LLC谐振直流变压器,从而实现整个负载范围内开关管的ZVS和整流二极管的ZCS。最后,分别制作了两台1 kW的原理样机进行实验验证,实验结果验证了理论分析的正确性。

**关键词:**光伏发电;高升压比;全桥变换器;LLC谐振

**中图分类号:** TM615      **文献标识码:** A      **文章编号:** 1005-2615(2012)01-0025-07

## High Step-Up Ratio DC-DC Converter for Photovoltaic Generation System

Liu Guohai<sup>1</sup>, Wu Ben<sup>1</sup>, Jin Ke<sup>2</sup>, Liao Zhiling<sup>1</sup>

(1. College of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang, 212013, China;  
2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

**Abstract:** Photovoltaic (PV) generation system is an important application for the use of solar energy and attracts more and more attention. It usually contains a former DC-DC converter and an afterward inverter. Single-phase inverter output voltage is typically 220 V(AC), so the former DC-DC converter need to reach a high step-up ratio, which is out of the capability of the single-stage converter. A two-stage structure with a Boost converter and a full-bridge converter is used in this paper. Moreover, the LLC resonant network is introduced to the full-bridge converter for the further improvement of performance. Two 1 kW prototypes of DC-DC converter are built in the lab for comparison. The experimental results verify the theoretical analysis and satisfy the design requirements.

**Key words:** photovoltaic(PV) generation; high step-up ratio; full-bridge converter; LLC resonant

化石能源作为不可再生能源正日益枯竭,它所造成的环境污染问题日益严重。可再生能源资源无限,分布广泛,可循环利用,不污染环境,是目前大量应用的化石能源的理想替代能源,具有广阔的发展前景。在众多的可再生能源资源中,太阳能具有取之不尽、用之不竭等优点,是理想的可再生能源。因此光伏发电作为太阳能的重要应用方式正受到

越来越广泛的关注<sup>[1-4]</sup>。

图1为两级式光伏发电系统的结构框图。因为单相逆变器的输出电压通常为220 V(AC),这就要

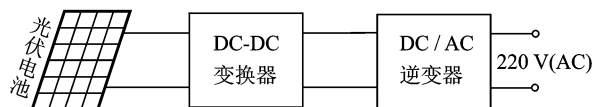


图1 两级式光伏发电系统

**基金项目:**江苏省攻关(BE2007069)资助项目;江苏省高校自然科学研究(11KJB470005,10KJB470003)资助项目;江苏高校优势学科建设工程(PAPD)资助项目。

**收稿日期:**2011-03-03; **修订日期:**2011-04-21

**通讯作者:**刘国海,男,教授,博士生导师,1964年生,E-mail:ghliu@ujs.edu.cn。

求前级DC-DC变换器具有很高的升压比。

本文以升压型DC-DC变换器为研究对象,分析了各种升压型DC-DC变换器的优缺点,由于单级式DC-DC变换器难以高效率地满足高升压比的要求,最终选择Boost变换器加不调压的全桥直流变压器的两级式拓扑结构<sup>[5-7]</sup>。此外,将LLC谐振网络应用于全桥直流变压器电路,提出了一种全桥LLC谐振直流变压器,对ZVS全桥直流变压器和全桥LLC谐振直流变压器进行了比较分析,全桥LLC谐振直流变压器相对于ZVS全桥直流变压器能实现轻载时滞后桥臂开关管的ZVS和整流二极管的ZCS,效率更高。在实验室搭建了原理样机,进行了实验验证,实验结果表明Boost变换器加全桥直流变压器的两级式结构能很好地满足高升压比的要求。

## 1 系统拓扑结构

图1中的DC/AC逆变器有并网和离网两种工作模式,考虑到电网电压存在20%的正负波动,为了实现安全并网,选择逆变器的直流侧电压为380V。单块太阳能电池的输出电压较低,开路电压一般不超过50V,为了向逆变器提供稳定的380V直流电,这就使得DC-DC变换器要具有很高的升压比。

Boost变换器电路结构简单、控制方便,但本系统要求Boost变换器的占空比超过0.9,这就使得Boost变换器很难优化设计,因此单级式Boost变换器不满足本系统要求<sup>[8]</sup>。

全桥直流变换器适用于大功率场合,采用移相控制可以实现软开关,变换器效率高。由于本系统要求DC-DC变换器的升压比很高,这就要求变压器副边和原边的匝比很大,匝比大会导致变压器漏感大,这就会增加占空比丢失,影响变换器的效率。

推挽变换器也可应用于高升压比场合,但是在大功率场合,由于其电路不可能完全对称,会产生直流偏磁。由于原边绕组的阻抗很小,如果作用时间很长,一个很小的直流偏磁电压会使变压器磁芯单方向饱和,引起大的磁化电流,使变换器很难正常工作,甚至会导致器件损坏,所以推挽变换器不满足本系统要求。

由于传统结构的单级式DC-DC变换器不能很好地满足本系统要求,本文采用两级式DC-DC变换器。前级采用Boost变换器,为第一级升压环节,同时实现最大功率点跟踪(Maximum power point tracking, MPPT)控制。后级为采用不调压的全桥

直流变压器(DC transformer, DCX)<sup>[5-7]</sup>,为第二级升压环节,同时实现电气隔离。图2给出了两级式DC-DC变换器主电路图。

Boost变换器的输出电压越高,占空比越大,Boost的开关管和二极管的电压应力也会越高;全桥直流变压器的升压比会降低,变压器的设计容易满足谐振电感的要求。Boost变换器的输出电压越低,占空比越小,Boost的开关管和二极管电压应力也会降低;全桥直流变压器的升压比会升高,变压器的设计难以满足谐振电感的要求。考虑到可选器件,Boost变换器将太阳能电池的输出电压升到100V左右,全桥直流变压器再将Boost变换器的输出电压升压到380V,从而优化系统效率。

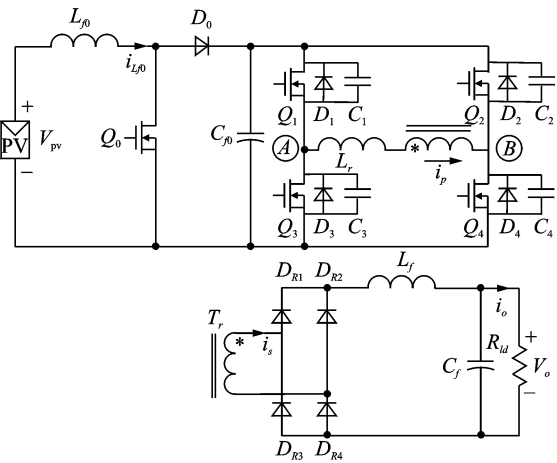


图2 两级式DC-DC变换器主电路图

## 2 Boost变换器

当逆变器工作在并网模式时,为了充分利用太阳能电池的输出能量,最大限度发挥太阳能电池的效用,DC-DC变换器要工作在MPPT模式。当逆变器工作在离网模式时,DC-DC变换器有稳压和MPPT两种工作模式。当太阳能电池的最大输出功率大于负载所需功率时,DC-DC变换器工作在稳压模式;当太阳能电池的最大输出功率小于负载所需功率时,DC-DC变换器工作在MPPT模式。

由于全桥直流变换器采用开环控制,只起到电压转换和电气隔离的作用,因此Boost变换器相应要具有稳压和MPPT两种工作模式,以控制DC-DC变换器工作在合适的工作状态。

### 2.1 MPPT控制方法

MPPT实质上是通过控制太阳能电池的输出电压或者输出电流,使其在任意不同的光照强度和温度下均能工作在最大功率点,输出最大功率。目

前采用较多的 MPPT 方法主要有固定电压法、增量电导法和扰动观察法<sup>[1-4]</sup>。

本文采用应用最为广泛的扰动观察法,它控制简单,容易实现,对采样精度要求不高,跟踪效果较好,效率也较高。扰动观测法的工作原理是每隔一定的时间改变太阳能电池的输出电压或电流,并观测其后的功率变化方向,再根据变化情况调整 MPPT 电路的工作,最后使太阳能电池工作在最大功率点附近。本文采用控制太阳能电池输出电压的方式来实现 MPPT。

### 2.2 控制电路

图 3 给出了 Boost 变换器的控制策略框图。包括 MPPT 控制器、电压调节器 1、电压调节器 2、PWM 电路和门极驱动电路。MPPT 控制器采用扰动观察法计算得到最大功率点输出电压  $v_{pv\_m}$ ,电压调节器 1 控制太阳能电池的输出电压保证其工作在最大功率点。电压调节器 2 控制 DC-DC 变换器的输出电压,保证其稳定。下面根据系统的工作模式,对控制电路的工作情况进行详细介绍:

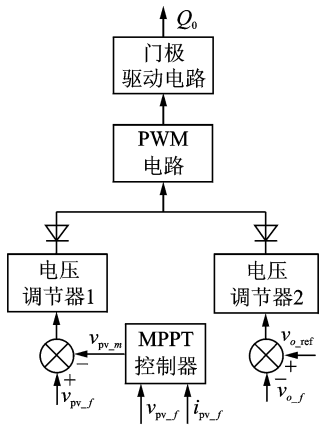


图 3 控制电路框图

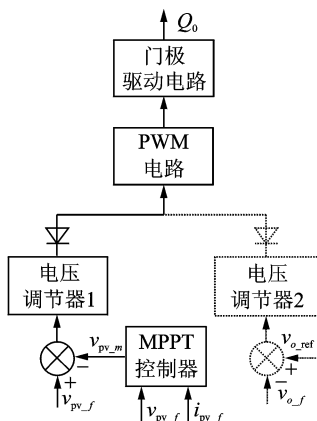
(1)当 Boost 变换器工作在 MPPT 模式时,电压调节器 1 控制太阳能电池工作在最大功率点,DC-DC 变换器的输出电压由后级逆变器控制,如图 4(a)所示。此时设置 DC-DC 变换器的输出参考电压为 380 V。

(2)当 Boost 变换器工作在稳压模式时,电压调节器 2 控制 DC-DC 变换器的输出电压稳定在 390 V,为后级逆变器提供稳定的输入电压,如图 4 (b)所示。

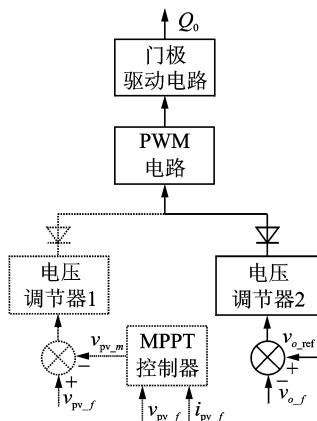
## 3 全桥直流变压器

### 3.1 ZVS 全桥直流变压器

图 5 给出了 ZVS 全桥直流变压器的主电路



(a) MPPT 模式



(b) 稳压模式

图 4 控制电路工作模式

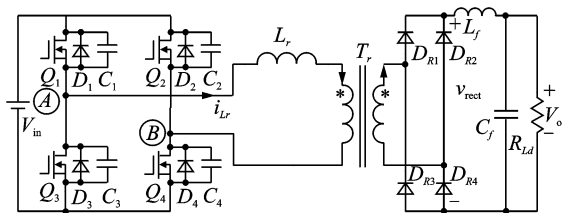


图 5 ZVS 全桥直流变压器

图<sup>[8]</sup>,当占空比接近为 1 时,其斜对角的两只开关管同时开通和关断,其主要波形如图 6 所示。

$Q_1$  &  $Q_4$  关断后,谐振电感  $L_r$  与 4 个开关管的结电容、整流二极管的寄生电容产生谐振,使  $C_1$  和  $C_4$  上的电压充电至  $V_{in}$ ,  $C_2$  和  $C_3$  上的电压放电至零,  $Q_2$  &  $Q_3$  的反并二极管  $D_2$  &  $D_3$  自然导通,  $D_2$  &  $D_3$  导通后再开通  $Q_2$  &  $Q_3$  就可以实现  $Q_2$  &  $Q_3$  的 ZVS; 同理也可以实现  $Q_1$  &  $Q_4$  的 ZVS。

但该变换器在轻载时滞后管不容易实现 ZVS; 变压器漏感大会导致占空比丢失; 漏感会与整流二极管结电容谐振,使得副边整流二极管的电压应力增加。

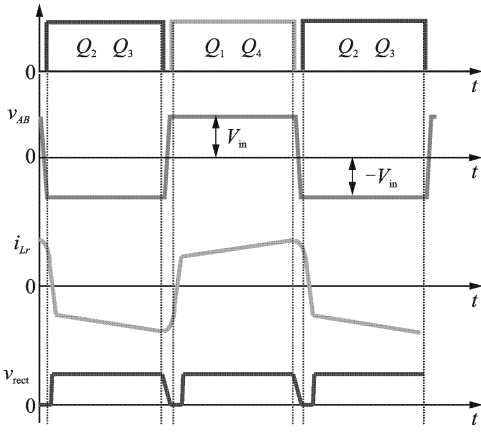


图6 ZVS全桥直流变压器主要波形

### 3.2 全桥 LLC 谐振直流变压器

全桥 LLC 谐振变换器具有整个负载范围内效率高和整流二极管电压应力低等优点<sup>[9-12]</sup>, 本文将 LLC 谐振网络应用于全桥直流变压器电路, 提出了一种不调压的全桥 LLC 谐振直流变压器。为了使直流变压器的效率最高, 本文设计全桥 LLC 谐振直流变压器的开关频率等于谐振频率  $f_r$ 。图 7, 8 分别给出了主电路图和主要波形。

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

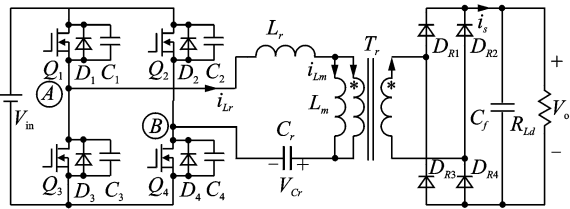


图7 全桥 LLC 谐振直流变压器

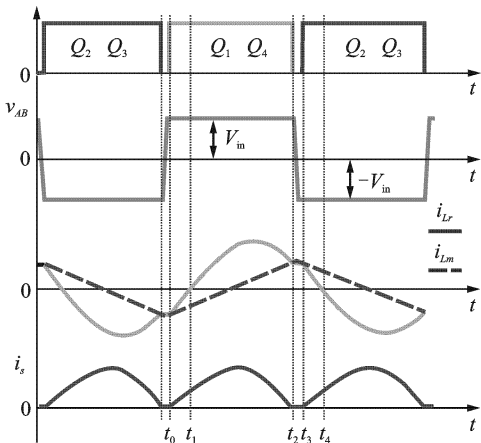


图8 全桥 LLC 谐振直流变压器主要波形

该变换器在半个周期内有 3 种开关状态。在分析以前, 作如下假设: (1) 所有开关管、二极管均为

理想元件; (2) 所有电容、电感均为理想元件; (3)  $C_1=C_2=C_3=C_4$ ; (4)  $L_r$  为谐振电感, 包括变压器的漏感。图 9 给出了该变换器在不同开关状态下的等效电路, 其工作情况描述如下<sup>[13-14]</sup>:

(1) 模式 1 [ $t_0 \sim t_1$ ]  $t_0$  时刻之前,  $C_1$  和  $C_4$  上的电压已经放电至零,  $D_1$  和  $D_4$  自然导通。  $t_0$  时刻开通  $Q_1 \& Q_4$  可以实现 ZVS 开通。  $D_{R1} \& D_{R4}$  导通, 励磁电感的电压被输出电压钳位, 谐振电感  $L_r$ , 谐振电容  $C_r$  构成 LC 谐振网络, 谐振电流  $i_{Lr}$  谐振上升, 励磁电流  $i_{Lm}$  线性上升。

(2) 模式 2 [ $t_1 \sim t_2$ ]  $t_1$  时刻  $i_{Lr}$  过零,  $Q_1 \& Q_4$  为  $i_{Lr}$  提供通路,  $D_{R1} \& D_{R4}$  仍然导通,  $i_{Lr}$  继续谐振上升,  $i_{Lm}$  继续线性上升,  $i_s$  为  $i_{Lr}$  与  $i_{Lm}$  之差。

(3) 模式 3 [ $t_2 \sim t_3$ ]  $t_2$  时刻  $i_{Lr}$  与  $i_{Lm}$  相等,  $i_s$  为零,  $D_{R1} \& D_{R4}$  自然关断, 输出端与原边回路完全脱离, 励磁电感的电压不再被输出电压钳位, 励磁电感  $L_m$  参与谐振, 发生 LLC 谐振。  $Q_1 \& Q_4$  关断后,  $i_{Lm}$  使  $C_1$  和  $C_4$  上的电压充电至  $V_{in}$ ,  $C_2$  和  $C_3$  上的电压放电至零,  $D_2$  和  $D_3$  自然导通。由于  $L_m$  较大,  $i_{Lm}$  可以认为保持不变。

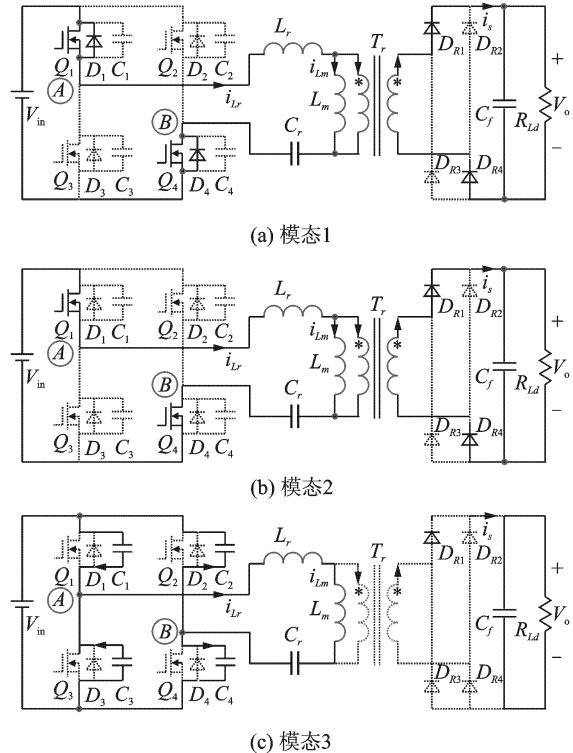


图9 变换器各模式的等效电路

全桥 LLC 谐振直流变压器稳定工作时谐振电容将储存谐振能量, 由于谐振的能量取决于输出功率。谐振电容  $C_r$  越小, 其电压就越高。因此, 可以由它的电压限制来确定其值的选取<sup>[10]</sup>。

谐振电容  $C_r$  为

$$C_r = \frac{I_o}{4nf_s(V_{C_r\_max} - nV_o)} \quad (2)$$

式中:  $n$  为变压器匝比;  $f_s$  为开关频率;  $V_{C_r\_max}$  为  $C_r$  电压最大值;  $V_o$  为输出电压;  $I_o$  为输出电流。

根据式(1)可以计算出谐振电感  $L_r$  为

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 C_r} \quad (3)$$

励磁电感  $L_m$  为

$$L_m = mL_r \quad (4)$$

根据工程经验,  $m$  通常取 3~5。

### 3.3 两种全桥直流变压器的对比

表 1 详细给出了两种全桥直流变压器的对比分析。

表 1 两种 DCX 的对比

变压器	开关管 ZVS 实现范围	整流二极管电压应力	占空比丢失
ZVS DCX	轻载时滞后桥臂开关管不能实现 ZVS	整流二极管不能实现 ZCS, 需要加箝位二极管或者 RCD 吸收电路 整流二极管的电压应力高于输出电压	存在
LLC DCX	整个负载范围内所有开关管都能实现 ZVS	整流二极管能实现 ZCS, 不需要加箝位二极管或者 RCD 吸收电路 整流二极管的电压应力等于输出电压。	不存在

## 4 实验验证

为了验证本文所提出的两级式 DC-DC 变换器的有效性, 在实验室搭建了一台 1 kW 的原理样机。MPPT 控制器和电压调节器采用 TI 公司的 DSP 芯片 TMS320F2812 实现, 全桥直流变压器的开关频率  $f_s = 100$  kHz。此外, 搭建了一台 1 kW 的全桥 LLC 谐振直流变压器原理样机。为了方便比较, 两台样机采用同样的变压器, 变压器的原副边匝比为 9:39; 开关管都选用 STP40NF20 (额定电压电流 200 V/40 A); 整流二极管都选用 STP-SC806D (额定电压电流 600 V/8 A), 输出滤波电容  $C_f = 2 \times 560 \mu\text{F}$ 。表 2 给出了两种直流变压器不同器件的取值。

表 2 两种 DCX 不同器件的取值

器件	$L_r/\mu\text{H}$	$C_r/\text{nF}$	$L_m/\mu\text{H}$	$L_f/\mu\text{H}$
ZVS DCX	0.7	460	120	
LLC DCX	16.6	148	53	

实验采用 8 块相同型号的太阳能电池板并联组成一个太阳能电池阵列。其参数为 (光强

1 000 W/m<sup>2</sup>, 温度 25 °C 下测得): 最大输出功率  $P_m = 1\ 240$  W; 最大功率点电流  $I_m = 36.1$  A; 最大功率点电压  $V_m = 34.4$  V; 短路电流  $I_{sc} = 39.2$  A; 开路电压  $V_{oc} = 43.2$  V。Boost 变换器电路参数: 升压电感  $L_{f0} = 70 \mu\text{H}$ ; 滤波电容  $C_{f0} = 2 \times 220 \mu\text{F}$ ; 开关频率  $f_s = 50$  kHz; 开关管选用 IPP111N15N3G (额定电压电流 150 V/59 A); 二极管选用 V60200PG (额定电压电流 200 V/60 A)。

图 10 给出了光强为 550 W/m<sup>2</sup> 左右时太阳能电池向负载供电的实验波形。

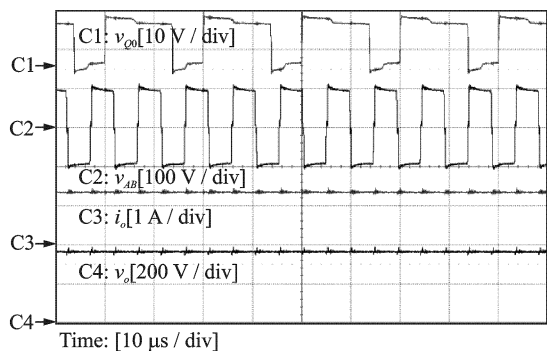


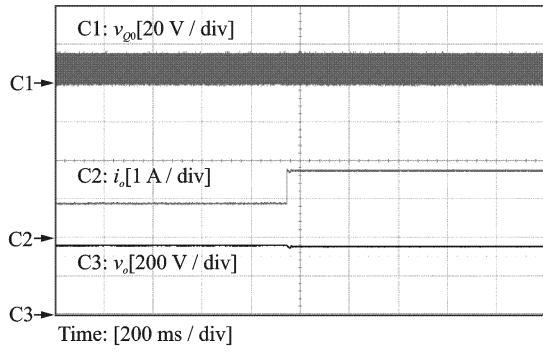
图 10 DC-DC 变换器的实验波形

图 11(a) 给出了 DC-DC 变换器从稳压模式切换到 MPPT 模式的实验波形, 稳压模式时输出电压控制在 390 V, MPPT 模式时输出电压控制在 380 V。图 11(b) 给出了 DC-DC 变换器从 MPPT 模式切换到稳压模式的实验波形。

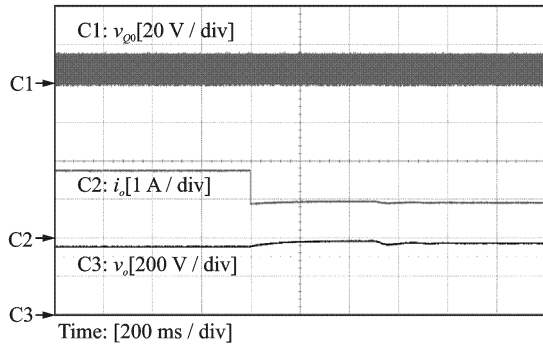
图 12(a, b) 分别为轻载和满载时 ZVS 全桥直流变压器的主要实验波形。由于 ZVS 全桥直流变压器的谐振电感比较小, 它与开关管的结电容, 整流二极管的结电容会在变压器原边产生一个非常大的谐振电流尖峰, 同时在副边产生了谐振电压尖峰, 这就加大了整流二极管的电压应力, 需要额外增加 RCD 吸收电路, 从而带来了 RCD 吸收损耗, 影响了效率。

图 13(a, b) 分别为轻载和满载时全桥 LLC 谐振直流变压器的主要实验波形。从实验波形可以看到, 全桥 LLC 谐振直流变压器的 AB 点电压  $v_{AB}$  都超前于谐振电流  $i_{Lr}$ , 因此开关管实现了 ZVS; 同时可以看到整流二极管实现了 ZCS。

图 14 给出了 Boost 变换器的效率曲线。图 15 给出了两种直流变压器的效率曲线, 轻载时全桥 LLC 谐振直流变压器的效率要比 ZVS 全桥直流变压器的效率高 2.2 个百分点, 满载时也要高 0.5 个百分点。

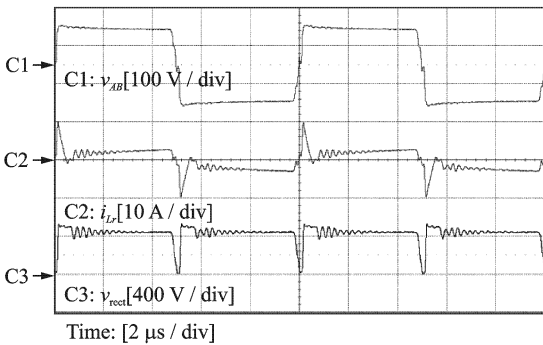


(a) 稳压模式到MPPT模式

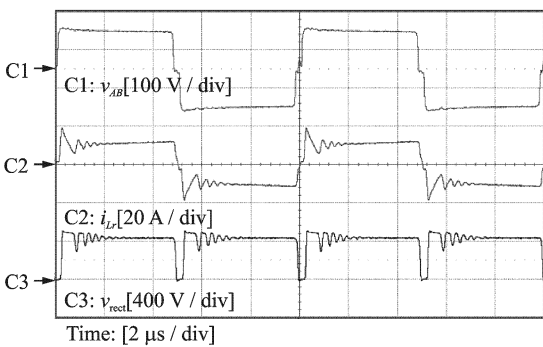


(b) MPPT模式到稳压模式

图11 工作模式切换实验波形

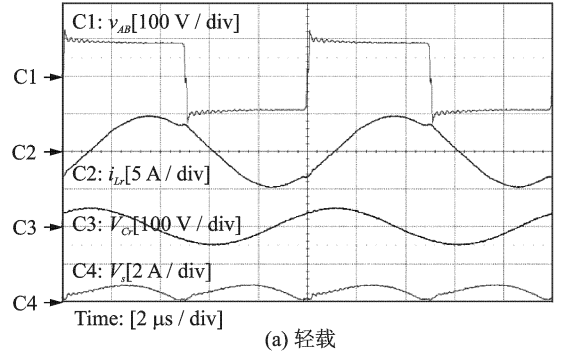


(a) 轻载

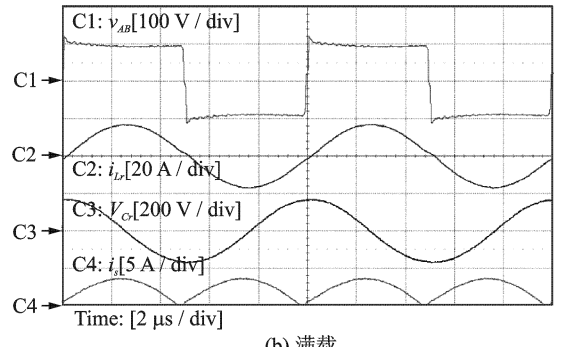


(b) 满载

图12 ZVS DCX 实验波形



(a) 轻载



(b) 满载

图13 LLC DCX 实验波形

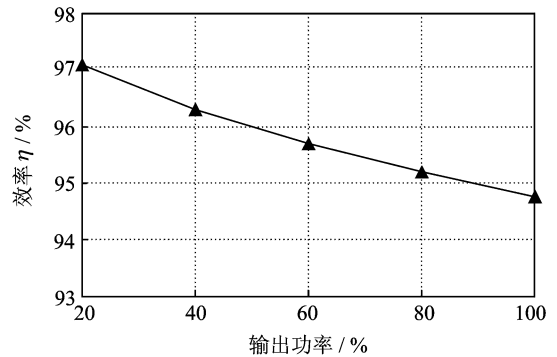


图14 Boost 变换器的效率曲线

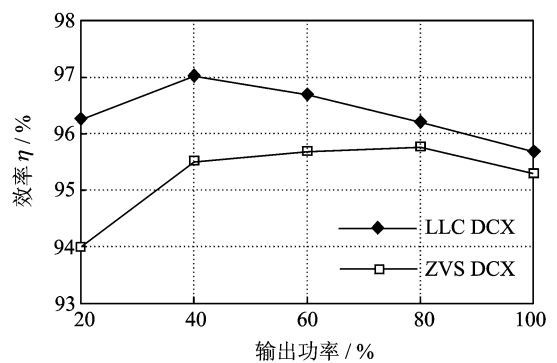


图15 两种DCX 的效率曲线

## 5 结 论

本文针对光伏发电场合,分别制作了一台高升

压比的DC-DC变换器和全桥LLC谐振直流变压器原理样机,通过理论分析和实验结果可以得出以下结论:

(1)Boost 变换器加全桥直流变压器的两级式 DC-DC 变换器能很好地满足光伏发电系统的应用要求,该变换器也可以应用于燃料电池发电系统等低电压输入、高电压输出场合。

(2)DC-DC 变换器能完成稳压模式和 MPPT 模式之间的相互切换。

(3)ZVS 全桥直流变压器不能实现轻载时滞后桥臂开关管的 ZVS 和整流二极管的 ZCS,全桥 LLC 谐振直流变压器能实现整个负载范围内原边所有开关管的 ZVS 和整流二极管的 ZCS,效率更高。

#### 参考文献:

- [1] Xiao Weidong, Ozog N, Dunford W G. Topology study of photovoltaic interface for maximum power point tracking[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007,54(3):1696-1704.
- [2] ESRAM T, Kimball J W, Krein P T, et al. Dynamic maximum power point tracking of photovoltaic arrays using ripple correlation control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1282-1291.
- [3] Johan H, Enslin R. Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997,44(6): 769-773.
- [4] Park J H, Ahn J Y, Cho B H, et al. Dual-module-based maximum power point tracking control of photovoltaic system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006,53(4):1036-1047.
- [5] Alou P, Cobos J A, Prieto R, et al. A two stage voltage regulator module with fast transient response capability [C]//IEEE, PESC. Acapulco, Mexico: [s. n. ],2003:138-143.
- [6] Ren Yuancheng, Xu Ming, Yao Kaiwei, et al. Two-

stage 48 V power pod exploration for 64-bit micro-processor [C]//IEEE, APEC. Miami Beach, FL, USA: [s. n. ], 2003:426-431.

- [7] Ren Yuancheng, Xu Ming, Leu Chingshan, et al. A family of high power density bus converters [C]// IEEE PESC. Aachen, German: [s. n. ], 2004: 527-532.
- [8] 阮新波,严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京:科学出版社,2000.
- [9] Gu Yilei, Lu Zhengyu, Hang Lijun, et al. Three-level LLC series resonant DC/DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005,20(4):781-789.
- [10] Yang Bo. Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system [D]. Blacksburg, VA, USA: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.
- [11] Yang Bo, Lee F C, Zhang A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion [C]//IEEE, APEC. Dallas, TX, USA: [s. n. ], 2002: 1108-1112.
- [12] Lazar J F, Martinelli R. Steady state analysis of the LLC series resonant converter [C]//IEEE, APEC. Anaheim, CA, USA: [s. n. ], 2001:728-735.
- [13] 马皓,祁丰. 一种改进的 LLC 变换器谐振网络参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2008,28(33):6-11. Ma Hao, Qi Feng. An improved design method for resonant tank parameters of LLC resonant converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2008,28(33):6-11.
- [14] 欧阳茜,吴国良,钱照明. LLC 谐振全桥 DC/DC 变流器的优化设计[J]. 电力电子技术, 2007,41(1): 15-19. OuYang Qian, Wu Guoliang, Qian Zhaoming. Optimal design considerations of the LLC resonant full-bridge DC/DC converter [J]. Power Electronics, 2007,41(1):15-19.