

基于耦合电感消除占空比丢失的模块型全桥光伏变换器

蒋 赢¹, 张 希², 胡 鹏¹, 张海燕¹

(1. 上海电机学院 电气学院, 上海 200240;

2. 中国船舶重工集团 第 704 研究所, 上海 200030)

摘要: 在模块型光伏变换器中, 将耦合电感引入到变换器的移相全桥电路的倍压整流侧。在 DC/DC 级, 先分析了耦合电感的数学模型, 以及引入耦合电感后变换器的开关模态。重点分析了耦合电感对循环电流的影响, 即耦合电感不仅通过耦合作用快速消减原边循环电流进而减少占空比丢失, 还能保证 DC/DC 级移相全桥电路倍压整流侧输出的经 SPWM 环节调制的工频正弦半波电压的滤波效果, 并能实现移相全桥电路超前臂零电压开关。在 DC/AC 级, 经工频逆交桥输出交流电。最后, 通过 120 W 实验样机验证了引入耦合电感后变换器的功能特性, 变换器控制简单, 并能有效减少占空比丢失引起的谐波含量, 进而保证输出电能质量。

关键词: 耦合电感; 模块型光伏变换器; 占空比丢失; 移相全桥电路; 变换器

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.02.004

0 引言

为了提高太阳能电池板的效率, 满足设计灵活等要求, 模块型光伏发电系统得到了越来越多的重视, 这也是光伏发电系统^[1-5]的发展趋势。在模块型光伏发电系统中, 每块太阳能电池板都配备有光伏变换器以直接输出满足负载需求的交流电, 系统中的太阳能电池板并入和撤离系统比较容易, 能够实现即插即用, 系统设计灵活。由于模块型光伏发电系统中单块太阳能电池板输出电压等级低, 因此, 光伏变换器要具备升压和逆变 2 个功能, 即光伏变换器的 DC/DC 级进行升压, DC/AC 级输出交流电。

移相全桥电路^[6-11]是应用较多的 DC/DC 变换器, 其效率高, 结构简单, 但存在占空比丢失问题。为此文献^[12-14]提出了一些改进方法, 但均增加了开关管等辅助电路, 结构相对复杂, 系统稳定性下降, 且增加了控制方法的复杂度, 具体实现起来难度大, 也增加了控制成本。

本文提出将耦合电感引入到变换器的 DC/DC 级移相全桥电路的倍压整流侧, 结构简单, 无需额外的辅助电路, 主要实现以下功能: 第一, 减少占空比丢失, 在 DC/DC 级移相全桥电路中导致占空比消失的原边循环电流期间, 通过耦合电感间的耦合作用,

即互感的引入, 降低环流期间的电感量, 消减导致占空比丢失的循环电流, 进而减少占空比丢失以及由于占空比丢失所造成的输出波形失真; 第二, 保证滤波质量, 在消除了由于占空比丢失所造成的输出波形失真的同时, 耦合电感仅在导致占空比消失的环流期间降低电感量, 而在其他工作模态依然保持耦合前的电感量, 进而保证滤波效果; 第三, 实现 DC/DC 级移相全桥电路的软开关, 即通过移相的方式, 使开关管的反并联二极管续流, 实现超前臂零电压开关。

本文在光伏变换器的 DC/DC 级采用移相全桥电路, 并采用倍压整流电路以提高升压比, 最终 DC/DC 级输出经 SPWM 环节调制的工频正弦半波电压。因此, DC/AC 级只需工频逆交桥对正弦半波进行翻转即可输出交流电, 由于逆交桥工作在工频, 控制简单且开关损耗很小可忽略不计, 进而可提高整体变换器的效率。本文分析了引入耦合电感的变换器工作原理, 包括耦合电感分析以及引入耦合电感后的 DC/DC 级移相全桥电路的开关模态分析及 DC/AC 级工作原理分析; 重点分析了耦合电感减少占空比丢失的原理; 最后通过实验样机进行实验验证。

1 基于耦合电感的光伏变换器工作原理

图 1 为模块型光伏发电系统结构图, 太阳能电池板具备储能环节, 经最大功率点跟踪电路后给蓄

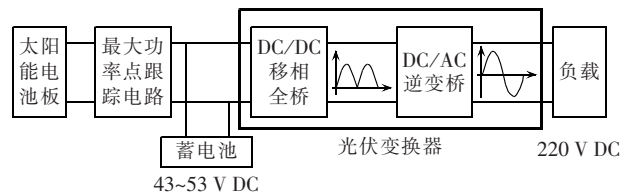


图 1 模块型光伏发电系统结构图

Fig.1 Configuration of modular PV system

收稿日期: 2011-10-29; 修回日期: 2012-11-18

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51277121); 上海市教委重点学科项目(J51901); 上海市高校青年教师培养资助计划(SDJ12001); 上海电机学院重点培育项目(12C103); 上海电机学院科研启动经费项目(11C418)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51277121), the Key Subject Research Projects of Education Commission of Shanghai(J51901), the Shanghai Young College Teacher Training and Finance Assistance Scheme(SDJ12001), the Key Cultivation Project of Shanghai Dianji University(12C103) and the Starting Research Fund of Shanghai Dianji University(11C418)

$$i_p(t) = i_s(t)/n = i_{L1}(t)/n = \frac{1}{nL_{\Pi}}(U_{in}/n - U_{DC}/2)(t - t_0) \quad (6)$$

b. 开关模式 2 $[t_1, t_2)$ 。在 t_1 时刻, V_{T1} 关断, V_{T4} 仍然开通, $i_p(t)$ 通过 V_{D3} 和 C_3 进行续流, 由于 C_3 电容值较小, 放电较快, 最终此模式通过 V_{D3} 续流, 因此 t_1 到 t_2 期间开通 V_{T3} , 可实现 V_{T3} 的零电压开通。由于 V_{D3} 导通, 变压器原边电压被箝位为零, 进而副边电压为零。电感电流 $i_{L1}(t)$ 续流, V_{D1} 导通, $i_{L1}(t)$ 给 C_{r1} 通电, V_{D2} 截止, $i_{L2}(t) = 0$ 。耦合电感 L_{Π} 上的电压 U_{L1} 和原边电流 $i_p(t)$ 可表示为:

$$U_{L1} = -U_{DC}/2 = L_{\Pi} \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} \quad (7)$$

$$i_p(t) = i_{L1}(t)/n = i_p(t_1) - \frac{U_{DC}}{2nL_{\Pi}}(t - t_1) \quad (8)$$

c. 开关模式 3 $[t_2, t_3)$ 。在 t_2 时刻, V_{T4} 关断, 原边电流 $i_p(t)$ 由开关管 V_{T2} 的反并联二极管 V_{D2} , 以及 V_{T3} 的反并联二极管 V_{D3} 构成闭合回路。因此, 此段时间内不管是否开通 V_{T2} , 电流经 V_{T2} 和 V_{T3} 的反并联二极管逆向流经电源形成闭合回路, 所以电源的输出电流无法通过 V_{T2} 和 V_{T3} 向负载正向传递能量, 造成占空比丢失。因原边电流通过二极管逆向流经电源, 所以原边电压为 $-U_{in}$, 副边电压为 $-U_{in}/n$, V_{D1} 因 $i_{L1}(t)$ 续流导通, V_{D2} 因变压器副边电压极性翻转而导通。耦合电感 L_{Π} 和 L_{L2} 上的电压、电流以及原边电流 $i_p(t)$ 可表示为:

$$\begin{bmatrix} U_{L1} \\ U_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -U_{in}/n - U_{DC}/2 \\ U_{in}/n - U_{DC}/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\Pi} & M \\ M & L_{L2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t_2) + \frac{L_{L2}(-U_{in}/n - U_{DC}/2) - M(U_{in}/n - U_{DC}/2)}{L_{\Pi}L_{L2} - M^2}(t - t_2) \quad (10)$$

$$i_{L2}(t) = \frac{L_{\Pi}(U_{in}/n - U_{DC}/2) - M(-U_{in}/n - U_{DC}/2)}{L_{\Pi}L_{L2} - M^2}(t - t_2) \quad (11)$$

$$i_p(t) = \frac{i_s(t)}{n} = \frac{i_{L1}(t) - i_{L2}(t)}{n} = i_p(t_2) - \left\{ \frac{U_{in}/n + U_{DC}/2}{n[(L_{\Pi}L_{L2} - M^2)/(L_{L2} + M)]} + \frac{U_{in}/n - U_{DC}/2}{n[(L_{\Pi}L_{L2} - M^2)/(L_{\Pi} + M)]} \right\}(t - t_2) \quad (12)$$

d. 开关模式 4 $[t_3, t_4)$ 。在 t_3 时刻, $i_{L1}(t) = i_{L2}(t)$, $i_p(t)$ 降到零, $i_{L1}(t)$ 和 $i_{L2}(t)$ 继续续流给 C_{r1} 和 C_{r2} 充电, 且 $U_{L1} + U_{L2} = U_{G1} + U_{G2} = U_{DC}$ 。耦合电感电压和电流可表示为:

$$U_{L1} + U_{L2} = L_{\Pi} \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} + L_{L2} \frac{di_{L2}}{dt} + M \frac{di_{L1}}{dt} = U_{DC} \quad (13)$$

$$i_{L1}(t) = i_{L2}(t) = i_{L1}(t_3) - \frac{U_{DC}}{L_{\Pi} + L_{L2} + 2M}(t - t_3) \quad (14)$$

e. 开关模式 5 $[t_4, t_5)$ 。从 t_4 时刻起, $i_{L1}(t)$ 和 $i_{L2}(t)$ 降到零, 电感储能释放完毕。

f. 开关模式 6 $[t_5, t_6)$ 。从 t_5 时刻起, 下半周期开始, 工作模式 6 和开关模式 1 分析相似。

1.3 DC/AC 级工作原理

图 4 所示的 DC/DC 级高频工作波形中只给出了某一个移相区间的工作波形。为使倍压整流侧输出正弦半波, 占空比 D_{shift} 按照正弦半波规律进行调制, 即通过移相的方式使 V_{T1} 和 V_{T4} 以及 V_{T2} 和 V_{T3} 的重合区间按照正弦半波规律变化, 如图 5 所示。图中, ①、②、③、④分别代表 $U_{VT1,GS}$ 、 $U_{VT2,GS}$ 、 $U_{VT3,GS}$ 、 $U_{VT4,GS}$; $\Delta T = D_{shift}T$ 。最终, D_{shift} 经正弦半波 SPWM 移相调制, 使倍压整流侧的 2 个电容电压 U_{G1} 和 U_{G2} 为正弦半波, 因为 $U_{DC} = U_{G1} + U_{G2}$, 则 U_{DC} 为正弦半波倍压。

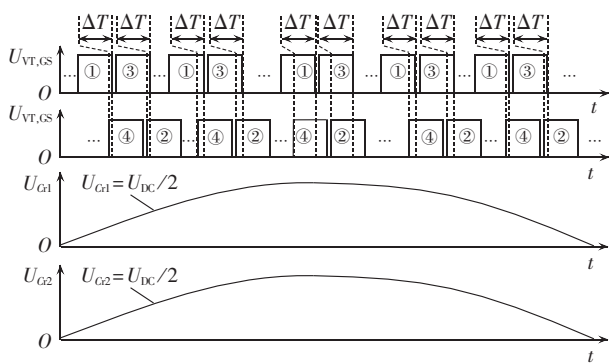


图 5 正弦半波移相调制

Fig.5 Sinusoidal semiwave phase-shift modulation

DC/DC 级输出的工频半波正弦电压 U_{DC} 经工频逆变器 $V_{Q1} - V_{Q4}$ 产生交流电 U_o , 如图 6 所示, 即:

$$U_o = \begin{cases} U_{DC} & V_{Q1} \text{ 和 } V_{Q4} \text{ 开通} \\ -U_{DC} & V_{Q2} \text{ 和 } V_{Q3} \text{ 开通} \end{cases} \quad (15)$$

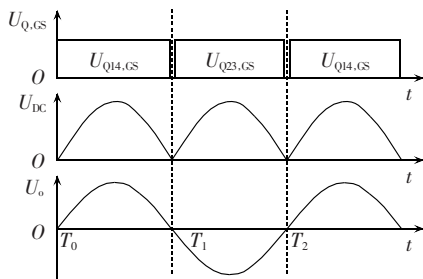


图 6 DC/AC 级工频工作波形

Fig.6 Line-frequency operational waveforms of DC/AC stage

由于逆变器工作在工频, 且在过零点进行切换, 开关损耗可忽略不计, 控制方式简单可靠, 控制成本低。

2 耦合电感对变换器电气性能的影响

耦合电感主要有 2 个功能: 一是保持耦合前的滤波效果; 二是减少了占空比丢失现象。

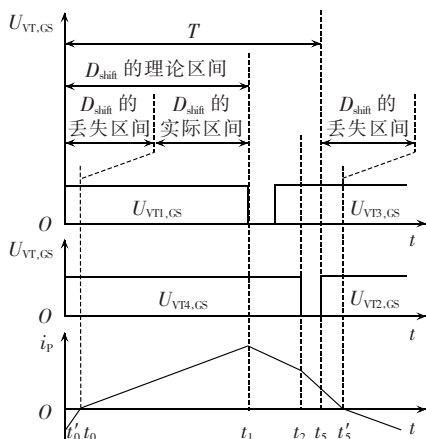
电感耦合后,在 t_0 到 t_2 期间,电感 L_{fl} 上的电压表达式为:

$$U_{L1} = L_{\text{fl}} \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} \quad (16)$$

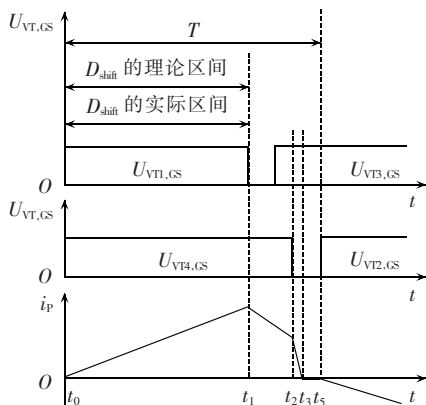
此段时间电源向负载传递能量,电感主要完成滤波功能,由于这段时间内 $i_{L2}(t)=0$,进而 $M di_{L2}/dt=0$,互感 M 对电感 L_{fl} 上电流变化量不产生影响,自感保持为耦合前的自感 L_{fl} ,即耦合后不影响滤波效果。且在 t_1 到 t_2 期间,由于开关管 V_{T3} 的反并联二极管续流可实现零电压开通。

t_2 时刻后,电感耦合前后原边电流对比波形如图 7 所示。图 7(a) 为电感耦合前的原边电流波形,其电流表达式为:

$$i_p(t) = i_p(t_2) - \left(\frac{U_{\text{in}}/n + U_{\text{DC}}/2}{nL_{\text{fl}}} + \frac{U_{\text{in}}/n - U_{\text{DC}}/2}{nL_{\text{f2}}} \right) (t - t_2) \quad (17)$$



(a) 耦合前的原边电流波形



(b) 耦合后的原边电流波形

图 7 利用耦合电感减少占空比丢失的原理波形

Fig.7 Schematic waveforms of reducing duty cycle loss by coupled inductors

在 t_5 时刻, V_{T2} 开通,则要求电源向负载传递能量,但此时由于原边电流还没降为零,依然在通过 V_{T2} 的反并联二极管续流,无法使电源向负载正向传递能量,造成占空比丢失,需等到原边电流降为零才能向负载正向传递能量,即在 t_5 到 t'_5 期间,占空比丢失。

由于占空比 D_{shift} 是按照正弦半波进行调制的,而一旦占空比丢失将直接导致正弦半波波形失真,影响最终交流输出的电能质量。

为减少占空比丢失所造成的波形失真,应使开关管 V_{T2} 开通前,其反并联二极管中的电流释放完毕,即原边电流降到零,从而保证只要 V_{T2} 开通,电源就正向向负载传递能量,完成正弦半波调制作用。

本文提出的耦合电感,能在 t_2 时刻后,通过互感的引入,降低等效电感量,从而使原边电流快速下降,进而消除占空比丢失现象,如图 7(b) 所示。 t_2 时刻后,电感耦合后的原边电流表达式为式(12),通过对比式(12)和耦合前电流表达式(17)可知,耦合前的电感 L_{fl} 和 L_{f2} 在耦合后其等效电感变为式(12)等式右侧分母中的 $(L_{\text{fl}}L_{\text{f2}} - M^2)/(L_{\text{f2}} + M)$ 和 $(L_{\text{fl}}L_{\text{f2}} - M^2)/(L_{\text{fl}} + M)$ 。由于互感 M 的引入, $L_{\text{fl}}L_{\text{f2}} - M^2$ 变小,进而等效电感量减少,使 $i_p(t)$ 快速下降,从而减少占空比丢失。如果电感间的耦合为紧耦合,即 $M = \sqrt{L_{\text{fl}}L_{\text{f2}}}$ 时,等效电感量理论上可为零。

综上,耦合电感能快速降低导致占空比丢失的原边循环电流,而在其他时段,电感量不降低,保持滤波效果。而耦合电感的选取可先确定最基本的滤波电感 L_{fl} 和 L_{f2} ,通过式(4)可知,由于自感 L_{fl} 和 L_{f2} 的确定,互感主要通过调整中柱的气隙,即调节 R_c 来确定互感的大小。

3 实验结果

实验参数为:太阳能电池板经蓄电池输出为 43~53 V,功率为 120 W,变换器输出电压为 220 V AC,阻性负载,负载电流为 0.5 A,变压器原副边匝比为 1:4.5,耦合电感 $L_{\text{fl}} = L_{\text{f2}} = 180 \mu\text{H}$,互感 $M = 60 \mu\text{H}$, $C_{r1} = C_{r2} = 0.47 \mu\text{F}$, D_{shift} 的最大值为 0.75,DC/DC 级的开关频率为 50 kHz,DC/AC 级的开关频率为 50 Hz。在 DC/DC 级, D_{shift} 按照正弦半波规律进行控制。

为对比验证耦合电感对变换器电气性能的影响,先在滤波电感没有耦合的情况下,测试了变换器的工作波形,如图 8 所示。图 8(a) 为 $D_{\text{shift}} = 0.75$ 时变压器原边电流 i_p 波形和原边电压 U_p 波形,在 D_{shift} 较大时,原边电流 i_p 较大,滞后管的反并联二极管导通造成占空比丢失,此段时间电源无法正向向负载传递能量, D_{shift} 失去其调制作用。图 8(b) 为 D_{shift} 在从 0 到 0.75 期间按正弦半波规律进行调制时倍压整流电路电容电压 U_{C1} 和 U_{C2} 的波形。因为在 D_{shift} 较大时,占空比丢失,其实际起作用的 D_{shift} 为恒定的占空比, D_{shift} 失去其正弦半波调制作用,所以正弦半波的波形在峰值时接近平顶波,造成失真。

电感耦合后,能减少占空比丢失,并保证滤波效果和交流输出波形质量。图 9 为电感耦合后,在 D_{shift}

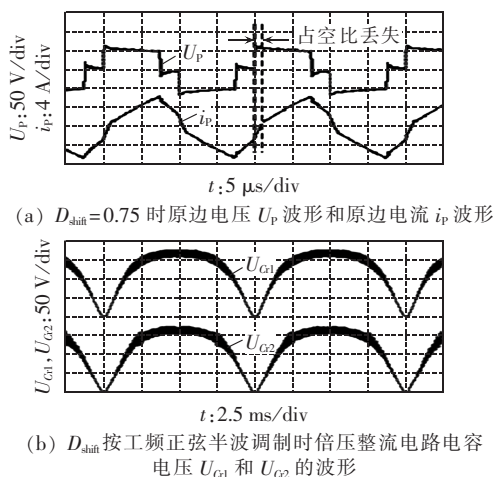


图 8 占空比丢失时的工作波形

Fig.8 Operational waveforms of duty cycle loss

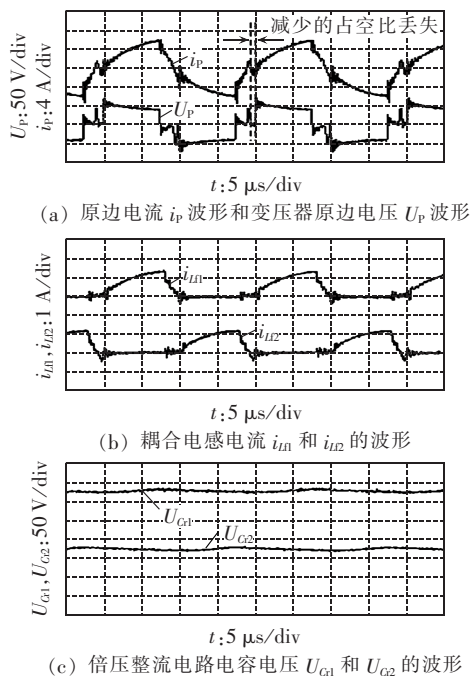


图 9 DC/DC 级高频工作波形

Fig.9 High-frequency operational waveforms of DC/DC stage

的最大值为 0.75 时 DC/DC 级的高频工作波形。图 9(a)为原边电流 i_p 波形和变压器原边电压 U_p 波形,可见在最大占空比时,原边电流快速下降,减少了占空比的丢失。图 9(b)为电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 的波形,图 9(c)为倍压整流电路电容电压 U_{C1} 和 U_{C2} 的波形,经 i_{L1} 和 i_{L2} 充电后, U_{C1} 和 U_{C2} 的纹波较小,且由于 U_{C1} 和 U_{C2} 的波形是交互的,即一个上升,另一个则下降,进而可以保证 $U_{DC}(U_{DC}=U_{C1}+U_{C2})$ 的纹波小于 U_{C1} 和 U_{C2} ,减少谐波。

图 10 为工频 50 Hz 的工作波形。图 10(a)为工频时倍压整流电路电容电压 U_{C1} 和 U_{C2} 的波形,可见经 D_{shif} 按照正弦半波规律调制后, U_{C1} 和 U_{C2} 均输出正弦半波电压,并保证 $U_{DC}(U_{DC}=U_{C1}+U_{C2})$ 达到倍压

的效果,提高升压比。图 10(b)为输出电压 U_o 和电流 I_o 的波形,半波正弦电压经 DC/AC 级逆变桥翻转,输出交流电。由图可见,该波形畸变小,谐波低,输出效果好。经 PM3000A 电力分析仪测试,THD 值为 4.5%,且额定负载下,效率 η 为 88%,如图 11 所示。

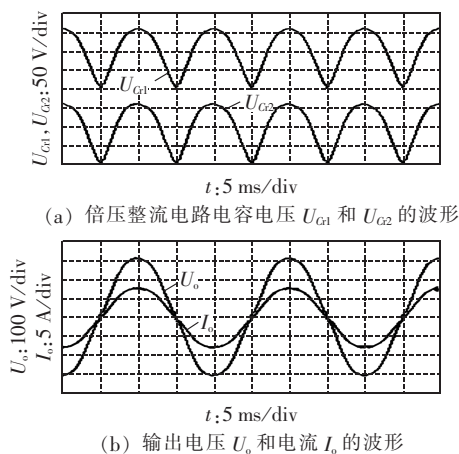


图 10 工频工作波形

Fig.10 Line-frequency operational waveforms

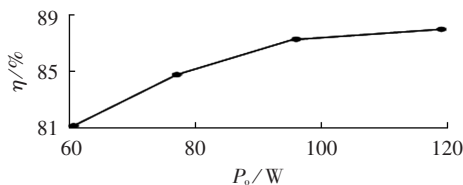


图 11 变换器效率

Fig.11 Efficiency of converter

4 结语

本文提出了一种基于耦合电感的全桥单相光伏变换器。该变换器将耦合电感引入到变换器的 DC/DC 级移相全桥电路的倍压整流侧,在保证输出波形质量的前提下,通过电感间的耦合作用快速消减原边循环电流来减少占空比丢失,还实现移相全桥电路超前管零电压开通。变换器经倍压整流电路倍压和滤波后输出工频正弦半波电压,再经工频逆变桥输出交流电。最后经 120 W 实验样机验证,系统效率达到 88%,THD 值小于 5%,结构紧凑,适用于单相光伏发电系统以及燃料电池等分布式发电系统和微网中的逆变电源系统。

参考文献:

- [1] KJAER S B, PEDERSON J K, BLAAJERJERG F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2005, 41(5): 1292-1306.
- [2] CARRASCO J M, FRANQUELO L G, BIALASIEWICZ J T. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: a survey[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2006, 53(4): 1002-1016.
- [3] 陈宗祥, 蒋蔚, 潘俊民, 等. 基于滑模控制的 Z 源逆变器在单相光

- 伏系统中的应用[J]. 中国电机工程学报,2008,28(21):33-39.
- CHEN Zongxiang,JIANG Ying,PAN Junmin,et al. A Z-source inverter for a single-phase PV system based on sliding-mode control[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(21):33-39.
- [4] ROMÁN E,ALONSO R,IBÁÑEZ P,et al. Intelligent PV module for grid-connected PV systems[J]. IEEE Trans on Industry Electronics,2006,53(4):1066-1073.
- [5] 郑翔骥,陈道炼. 基于软件锁相环技术的光伏并网系统基准正弦电路[J]. 电力自动化设备,2009,29(6):102-105.
- ZHENG Xiangji,CHEN Daolian. Reference sinusoid circuit of grid-connected photovoltaic system based on software phase lock technique[J]. Electric Power Automation Equipment,2009,29(6):102-105.
- [6] LI Q,WOLFS P. A review of single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2008,23(3):1320-1332.
- [7] LI Q,WOLFS P. A current fed two-inductor boost converter with an integrated magnetic structure and passive lossless snubbers for photovoltaic module integrated converter applications[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2006,22(1):309-321.
- [8] JIANG Y,CHEN Z,PAN J. Zero-voltage switching phase shift full bridge step-up converter with integrated magnetic structure [J]. IET Power Electronics,2010,3(5):732-739.
- [9] JIANG Y,GAO F,PAN J. Single-phase phase-shift full-bridge photovoltaic inverter with integrated magnetics[J]. Electric Power Components and Systems,2010(8):832-850.
- [10] 蒋赢,潘俊民. 基于集成磁件的光伏升压移相全桥 DC/DC 变换器[J]. 电力自动化设备,2010,30(8):84-89.
- JIANG Ying,PAN Junmin. PSFB step-up PV DC/DC converter with integrated magnetic[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(8):84-89.
- [11] KOO G,MOON G,YOUN M. New zero-voltage-switching phase-shift full-bridge converter with low conduction losses[J]. IEEE Trans on Industrial Application,2005,52(1):228-235.
- [12] HUA G,LEE F C,JOVANOVIĆ M M. An improved full-bridge zero voltage-switched PWM converter using a saturable inductor [J]. IEEE Trans on Power Electronics,1993,8(4):530-534.
- [13] 郑连清,娄洪立,朱军,等. 一种改进的 ZVZCS 全桥 PWM 变换器[J]. 电力自动化设备,2008,28(4):19-22.
- ZHENG Lianqing,LOU Hongli,ZHU Jun,et al. Improved ZVZCS full-bridge PWM converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2008,28(4):19-22.
- [14] YUNGTAEK J,MILAN M J,CHANG Y M. A new ZVS-PWM full-bridge converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2003,18(5):1122-1129.
- [15] 石磊,朱忠尼,鞠志忠,等. 一种新型能量交换式移相全桥电路 [J]. 中国电机工程学报,2008,28(12):112-118.
- SHI Lei,ZHU Zhongni,JU Zhizhong,et al. A novel topology of energy exchanging pattern PS-FB circuit[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(12):112-118.
- [16] JIANG Y,JOVANOVIĆ M M. A new ZVS-PWM full-bridge converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2003,18(5):1122-1129.

作者简介:

蒋 赢(1980-),男,内蒙古霍林郭勒人,讲师,博士,主要从事模块型光伏发电系统、电力电子集成技术以及高压变频技术等方面的研究工作(E-mail: abjiangying@gmail.com);

张 希(1980-),男,江苏南通人,高级工程师,博士,主要从事电力电子与电力传动方面的研究工作;

胡 鹏(1982-),男,湖北武汉人,讲师,博士,主要从事电力电子与电力传动方面的研究工作;

张海燕(1978-),男,湖北武汉人,高级工程师,硕士,主要从事电力电子与电力传动方面的研究工作。

Modular PV converter with coupled inductors to prevent duty cycle loss

JIANG Ying¹,ZHANG Xi²,HU Peng¹,ZHANG Haiyan¹

(1. College of Electrical Engineering,Shanghai Dianji University,Shanghai 200240,China;

2. 704 Research Institution,China Shipbuilding Industry Corporation,Shanghai 200030,China)

Abstract: The coupled inductors are introduced to the voltage doubler of PSFB(Phase Shift Full Bridge) circuit in modular PV converter. The mathematical model of coupled inductors in DC/DC stage and the switching modes of converter with coupled inductors are analyzed. The influence of coupled inductors on circulating current is detailed;the primary-side circulating current is quickly decreased and the duty cycle loss is thus reduced;the high-quality semiwave sinusoidal voltage output at the rectifier side of voltage doubler in DC/DC stage is guaranteed,which is modulated by SPWM;the ZVS of PSFB leading leg is achieved. The AC output is achieved by the full-bridge inverter in DC/AC stage. The experimental results of a 120 W prototype converter demonstrate the performances of converter with coupled inductors;the control is simple,the harmonic contents caused by the duty cycle loss are reduced and the power quality of converter output is guaranteed.

Key words: coupled inductor; modular PV converter; duty cycle loss; PSFB circuit; electric converters