

中间电流型双管正激式光伏微逆变器

李家荣¹, 吴云亚¹, 阚加荣¹, 谢少军², 汤雨², 张斌锋²

(1. 盐城工学院 电气工程学院, 江苏 盐城 224051;

2. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016)

摘要: 为克服现有光伏微逆变器电压应力高、结构较复杂的缺点, 提出了一种中间电流型双管正激微逆变器。该变换器中所有开关都可实现软开关, 并消除了变压器副边整流二极管的反向恢复损耗。分析了所提微逆变器的工作原理, 并得到了微逆变器的最大占空比、占空比的预置值、开关管的电流应力以及无源元件参数。建立了所提微逆变器的实验样机, 实验结果验证了所提微逆变器具有优良的性能。

关键词: 光伏发电; 微逆变器; 电流型双管正激变换器; 最大占空比; 电流应力

中图分类号: TM 464; TM 615

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.12.010

0 引言

常规化石能源的不可再生与高污染特性要求政府重新审视现有能源政策, 一系列鼓励可再生能源使用的政策法规陆续出台^[1]。其中, 光伏发电获得了较快发展。

光伏发电的一个发展趋势是模块化供电, 该方案可保证每块光伏电池工作在最大功率点。光伏模块电源可分为直流模块^[2-3]和交流模块(即微逆变器)^[4]2类。虽然光伏直流模块中 DC/DC 变换器实现了每块电池板的最大功率点跟踪(MPPT), 而且集中式 DC/AC 也保证了系统的高效, 然而这也导致系统冗余度不高。光伏微逆变器直接作为电池板与电网的接口装置集成在电池板背面, 因其安装方便、可热插拔、冗余性能好而得到广泛研究。

相对于集中式功率变换的光伏发电系统^[5]而言, 微逆变器的成本高, 因此在获取光伏电池最大输出功率的同时, 还要尽可能地提高微逆变器的效率以满足 CEC 效率^[6]和欧洲效率^[7], 对微逆变器拓扑进行改进^[8]和针对现有拓扑研究新的控制方法^[9]是效率提升的 2 个重要研究方向。根据文献^[10], 微逆变器的拓扑可分为直流环节^[8]、伪直流环节^[11]和无直流环节^[12], 对于小功率的微逆变器而言, 伪直流环节和无直流环节的电路拓扑更具吸引力, 因为这 2 种方案的逆变器中包含工频开关的器件, 且正弦调制由前级电路完成, 优化设计后易于获得高效率。

单块光伏电池输出电压较低(25~50 V), 要实现并网, 可采用两级式电路结构, 升压后再进行逆

变^[13], 常用的 Boost 变换器难以实现高升压比, 因此需要特定结构的高升压比变换器, 该类型变换器一般都采用调节耦合电感的匝比以实现 10 倍以上的升压比, 但高升压比变换器也需要较多的二极管和无源元件才能实现, 而采用高频变压器实现电气隔离的微逆变器可以用较少的功率变换级数完成逆变功能, 目前无直流环节隔离型微逆变器中研究较多的是反激微逆变器^[14], 另外正激^[15]、推挽^[16]、全桥^[17]和 Zeta^[18]微逆变器也有相关研究, 隔离型全桥和 Zeta 微逆变器的电路结构较复杂, 不利于电路效率的提高, 反激和正激微逆变器的电路结构较简单, 但正激微逆变器副边电路的二极管在峰值电流时换流, 造成二极管的寄生振荡和反向恢复损耗, 效率难以提升; 反激微逆变器的功率受限于储能变压器, 随着单块光伏电池功率增加, 难以在较大功率时取得高效, 因此近年来交错反激微逆变器^[11,14]得到广泛应用, 但后级必须增加翻转逆变器, 这增加了微逆变器的复杂性。

针对现有微逆变器中的一些缺点, 本文提出一种电流型正激变换器, 克服了现有正激微逆变器的缺点, 并且相对于反激微逆变器, 处理功率得到明显提升。实验结果验证了本文所提微逆变器结构简单、高效。

1 双管正激微逆变器

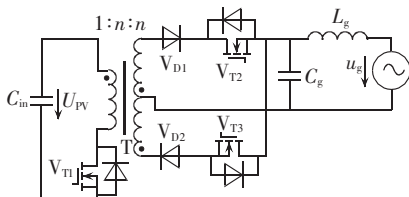
图 1、图 2 分别给出了最常用的隔离无直流环节的反激、正激微逆变器拓扑。反激微逆变器由直流到工频交流必须分工频正、负半周工作, 因此需要采用变压器副边 2 个绕组实现正、负工频周期分别工作(图 1(a)^[6]), 或者采用变压器原边 2 个绕组实现正、负工频周期分别工作(图 1(b)^[19])。图 2 所示的双原边绕组的双管正激微逆变器结构^[15]类似于图 1(b)所示的反激微逆变器, 也可以构建类似于图 1(a)所示的变压器副边双绕组的双管正激微逆变器, 但是需要

收稿日期: 2016-11-07; 修回日期: 2017-10-31

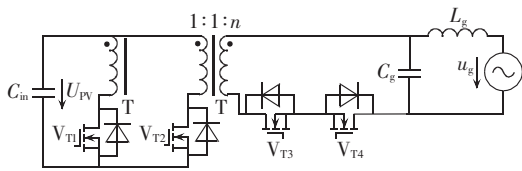
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51477077, 51577164, 51407153); 江苏省第五期“333 工程”资助项目; 江苏省“六大人才”高峰项目

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51477077, 51577164, 51407153), Jiangsu Province Fifth “333 Project” Research Projects and Six Talent Peaks Project in Jiangsu Province

增加 2 个开关器件,对成本要求较高。



(a) 副边双绕组反激微逆变器



(b) 原边双绕组反激微逆变器

图 1 反激微逆变器

Fig.1 Topology of flyback micro-inverter

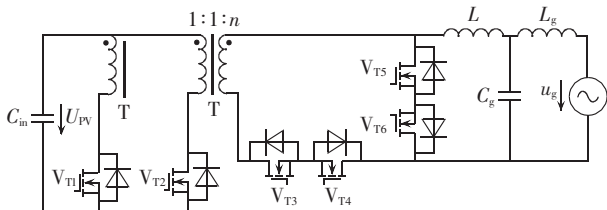


图 2 正激微逆变器

Fig.2 Topology of forward micro-inverter

图 1 和图 2 所示的微逆变器原边开关管均会产生由漏感引起的电压尖峰,随着单块光伏电池输出功率增加(如 300 W),单台反激构成的微逆变器很难获得较高效率,因此采用交错并联反激电路加翻转逆变器构成微逆变器,导致电路复杂性和成本增加;相对反激电路,正激变换器可处理的功率要大,但图 2 所示的正激型微逆变器在由 V_{T3} 、 V_{T4} 导通向 V_{T5} 、 V_{T6} 换流的过程中,MOSFET 的反并联二极管将发生振荡并产生较大的反向恢复损耗。

为克服上述问题,本文提出一种中间电流型双管正激微逆变器,如图 3 所示。图中, U_{PV} 为微逆变器输入电压; i_{VT1} 为开关管 V_{T1} 电流; u_{AB} 为 V_{T1} — V_{T4} 组成的逆变器交流侧电压; u_{W1} 、 u_{W2} 分别为变压器原边与副边的电压; i_L 为缓冲电感 L 的电流; i_{sec} 为变压器副边电流; i_C 为滤波电容电流; i_g 、 u_g 分别为并网电流与电网电压。相比于传统正激微逆变器,电流型双

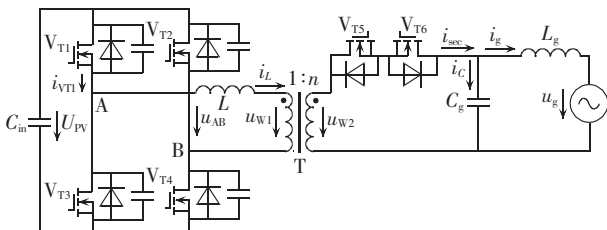


图 3 中间电流型双管正激微逆变器

Fig.3 Topology of mid-current-fed dual-MOSFET forward micro-inverter

管正激微逆变器将 LC 低通滤波器的电感与变压器串联连接,因此由原来的控制 LC 低通滤波器的输入电压变为控制电感 L 的电流,并且为区别传统的在直流侧串联大电感形成电流源的变换器,本文将图 3 所示的电路定义为中间电流型双管正激微逆变器。

表 1 为图 1—3 所示 4 种微逆变器的参数比较。表中, U_g 为电网电压有效值。

表 1 几种微逆变器电路比较

Table 1 Comparison of different micro-inverter topologies

参数或器件	图 1(a) (反激 1)	图 1(b) (反激 2)	图 2 (正激 1)	图 3 (正激 2)
开关管数量	3	4	6	6
二极管数量	2	0	0	0
磁性元件 数量	2	2	3	3
变压器 绕组数量	3	3	3	2
开关管 电压尖峰	有	有	有	无
原边开关	硬关断	硬关断	硬关断	软开关
副边开关	硬开通	硬开通	硬关断	软开关
原边器件 电压	$U_{PV} + \sqrt{2} U_g / n$	$U_{PV} + \sqrt{2} U_g / n$	$2U_{PV}$	U_{PV}
副边器件 电压	$2\sqrt{2} U_g / n$	$U_{PV} + \sqrt{2} U_g / n$	$nU_{PV} + \sqrt{2} U_g$	$nU_{PV} + \sqrt{2} U_g$
输出功率	小	小	较大	较大

从表 1 的 4 种微逆变器电路的比较情况可看出,本文所提微逆变器在性能、成本上全面超越现有的正激微逆变器;除了在器件数量上稍多于反激微逆变器外,在性能上全面超越反激微逆变器。

2 工作原理

一个工频周期内,中间电流型双管正激微逆变器的工作示意图如图 4 所示。

为方便分析,图 4 所示工频周期内的工作波形忽略了电流值较小的变压器励磁电流 i_m ,具体将在开关周期模态分析中进行考虑分析。中间电流型正激微逆变器控制时分为 2 组双管正激电路工作。在工频正半周,开关管 V_{T2} 、 V_{T3} 、 V_{T6} 关断, V_{T5} 保持开通, V_{T1} 、 V_{T4} 高频开关控制缓冲电感 L 中的电流, V_{T6} 的体二极管作为整流管;在工频负半周,开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 、 V_{T5} 关断, V_{T6} 保持开通, V_{T2} 、 V_{T3} 高频开关, V_{T5} 的体二极管作为整流管。最终得到在工频周期内缓冲电感电流 i_L 如图 4 所示,根据 $i_L = i_{sec} / n$,可得到变压器副边电流 i_{sec} 的波形,经后级低通滤波器得到单位功率因数的并网电流 i_g 。

图 5 给出了电网电压正半周一个开关周期内中间电流型双管正激微逆变器的工作波形,电路设计保证缓冲电感电流 i_L 工作于电流断续状态,一个开关周期内可分为 5 个模式。

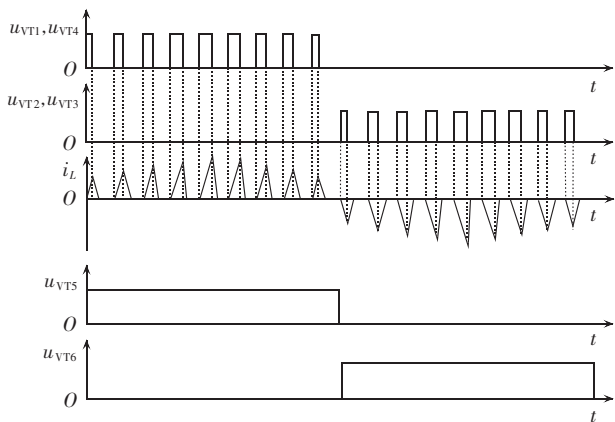


图 4 所提微逆变器在一个工频周期内的工作波形

Fig.4 Operation waveforms of proposed micro-inverter in one line cycle

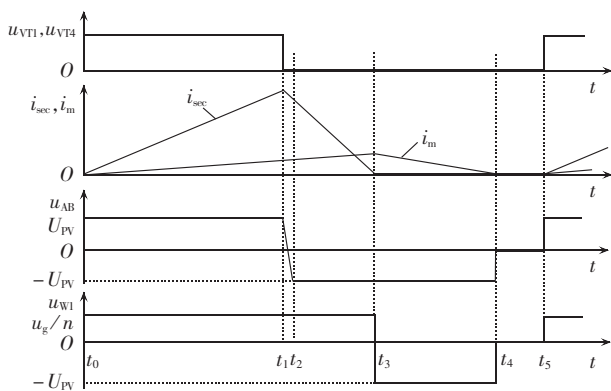


图 5 所提微逆变器在一个开关周期内的工作波形

Fig.5 Operation waveforms of proposed micro-inverter in one switching cycle

a. 模态 1 $[t_0, t_1]$ 。 t_0 时刻之前, 电路中仅有电网侧的滤波电容经滤波电感向电网输送能量, 其余电路都没有电流。 t_0 时刻, 开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 开通, 电流 i_L 从 0 开始线性增加, 开关管 V_{T6} 的反并联二极管导通, 因此, V_{T1} 、 V_{T4} 均为零电流开通, 输入侧能量经变压器输送至电网侧, 电流 i_L 包含两部分, 一部分来自副边折算而来的电流 i_{sec}/n , 另一部分来自变压器的励磁电流 i_m , 电流 i_{sec}/n 与 i_m 均线性增加, 即变压器铁芯正向磁化。

b. 模态 2 $[t_1, t_2]$ 。 t_1 时刻, 开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 关断, 缓冲电感 L 与开关管的寄生电容发生谐振, 即电流 i_L 同时给 V_{T1} — V_{T4} 的寄生电容充电或放电, 电压 u_{AB} 从 U_{PV} 开始下降, 因此开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 均为零电压关断, 变压器副边电流通路不变, 变压器铁芯继续正向磁化。

c. 模态 3 $[t_2, t_3]$ 。 t_2 时刻, 电压 u_{AB} 变为 $-U_{PV}$, V_{T2} 、 V_{T3} 的寄生二极管开始导通, 此时, 缓冲电感储存的能量一部分输送至电网, 一部分反馈给输入电压 U_{PV} 。此阶段, 电流 i_L 线性下降。由于变压器副边电流通路不变化, 变压器副边电压被箝位在近似电网电压, 因此变压器继续正向磁化。

d. 模态 4 $[t_3, t_4]$ 。 t_3 时刻, 电流 i_{sec} 变为 0, V_{T6} 的寄生二极管截止, 因此 V_{T6} 的寄生二极管不存在反向恢复损耗; 电流 i_L 等于励磁电流 i_m , 由于变压器自感远大于缓冲电感 L , 因此变压器原边电压被箝位在 $-U_{PV}$, 变压器铁芯退磁, 励磁电流 i_m 线性下降。

e. 模态 5 $[t_4, t_5]$ 。 t_4 时刻, 电流 i_m 下降到 0。此后电路状态与 t_0 时刻之前相同, 待到开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 再次开通, 电路重复 t_0 — t_5 的工作过程。

在工频负半周, 电路的工作过程类似, 这里不再赘述。

3 数学分析

由于变压器激磁电流相对于负载电流极小, 为方便分析, 在数学分析时, 忽略激磁电流 i_m 的大小。

3.1 最大占空比

传统双管正激变换器中, 开关管导通时变压器铁芯正向磁化, 开关管关断后, 铁芯退磁, 由于作用在变压器原边绕组上的电压分别为正、负输入电压, 因此最大占空比为 0.5。从本文所提电路工作原理可以看出, 在 t_0 — t_1 时间段, 变压器原边电压受电网侧电压箝位, 即 $u_{W1} = u_g/n$ (近似认为滤波电容 C_g 电压等于电网电压), 开关管关断后, 由于缓冲电感电流大于 0, 因此 u_{W1} 继续保持在 u_g/n , 直到 $i_L = 0$ 为止, 在 t_0 — t_3 时间段内变压器铁芯一直处于正向磁化, 在 $i_L = 0$ 以后, t_3 — t_4 时间段变压器铁芯磁复位, 由于缓冲电感相对于变压器自感很小, 因此通过 V_{T2} 、 V_{T3} 的体二极管的电压全部作用于变压器线圈上, 此时 $u_{W1} = -U_{PV}$ 。定义占空比 D 为:

$$D = \frac{t_1 - t_0}{T_s} \quad (1)$$

其中, T_s 为开关周期。在 t_1 时刻, 电流 i_L 上升到最大值为 $i_{L_{max}}$, 即:

$$i_{L_{max}} = \frac{1}{L} \left(U_{PV} - \frac{u_g}{n} \right) DT_s = \frac{nU_{PV} - u_g}{nL} DT_s \quad (2)$$

定义电流下降占空比 ΔD 为:

$$\Delta D = \frac{t_3 - t_1}{T_s} \quad (3)$$

则在开关管关断后电流 i_L 的下降量为:

$$\Delta i_L = \frac{U_{PV} + u_g/n}{L} \Delta DT_s = i_{L_{max}} = \frac{nU_{PV} - u_g}{nL} DT_s \quad (4)$$

则:

$$\Delta D = \frac{nU_{PV} - u_g}{nU_{PV} + u_g} D \quad (5)$$

根据作用在变压器原边绕组上的伏秒积平衡, 在 $(1 - D - \Delta D)T_s$ 的时间内, 铁芯必须复位完全, 因此可得:

$$\frac{u_g}{n} (D + \Delta D) \leq U_{PV} (1 - D - \Delta D) \quad (6)$$

根据式(6),可确定最大占空比 $D_{\max}=0.5$ 。

3.2 占空比预计算

开关周期内变压器副边电流 i_{sec} 的平均值 I_{sec} 等于并网电流 i_g ,即:

$$I_{\text{sec}} = \frac{nU_{\text{PV}} - u_g}{2n^2L} DT_s(D + \Delta D) = \frac{U_{\text{PV}} D^2 T_s}{nL} \frac{nU_{\text{PV}} - u_g}{nU_{\text{PV}} + u_g} = i_g \quad (7)$$

因此,可根据输入电压 U_{PV} 、电网电压 u_g 和并网电流 i_g 瞬时值的大小确定占空比,即:

$$D(\omega t) = \sqrt{\frac{nLi_g(nU_{\text{PV}} + u_g)}{U_{\text{PV}} T_s(nU_{\text{PV}} - u_g)}} \quad (8)$$

为减小调节器的工作压力和加快系统动态特性,式(8)可以作为控制的前馈控制,PI 调节器只需对式(8)得到的结果微调即可。

3.3 开关管的选择

按照开关管上所流过电流的波形可以求得开关管上流过电流有效值为:

$$I_{\text{VT1}}(\omega t) = I_{\text{VT4}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\frac{nU_{\text{PV}} - u_g}{nL} t \right)^2 dt} = \frac{nU_{\text{PV}} - u_g}{nL} \sqrt{\frac{D^3 T_s^3}{3}} \quad (9)$$

$$I_{\text{VT5}}(\omega t) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} \left(\frac{nU_{\text{PV}} - u_g}{nL} t \right)^2 dt + \int_0^{\Delta DT_s} \left(\frac{nU_{\text{PV}} + u_g}{nL} t \right)^2 dt \right]} = \sqrt{\frac{2D^3 T_s^3 U_{\text{PV}} (nU_{\text{PV}} - u_g)^2}{3n^3 L^2 (nU_{\text{PV}} + u_g)}} \quad (10)$$

其中, I_{VT1} 、 I_{VT4} 、 I_{VT5} 分别为流过开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 、 V_{T5} 的电流在开关周期内的平均值。流过的二极管电流平均值为:

$$I_{\text{D2}}(\omega t) = I_{\text{D3}}(\omega t) = \frac{DT_s i_{L\max}}{2T_s} = \frac{D^2 T_s (nU_{\text{PV}} - u_g)^2}{2nL(nU_{\text{PV}} + u_g)} \quad (11)$$

$$I_{\text{D6}}(\omega t) = \frac{(D + \Delta D) i_{L\max}}{2} = \frac{D^2 T_s U_{\text{PV}} (nU_{\text{PV}} - u_g)}{nL(nU_{\text{PV}} + u_g)} = i_g \quad (12)$$

其中, I_{D2} 、 I_{D3} 、 I_{D6} 分别为流过二极管 V_{D2} 、 V_{D3} 、 V_{D6} 的电流在开关周期内的平均值。式(9) — (12)只是在工频正半周内器件的有效值或平均值,要求它们在工频周期内的有效值或平均值,只要在 ωt 的 $[0, \pi]$ 区间求平均值即可。对于工频负半周工作的开关器件,与工频正半周对应的开关器件电流相等。

3.4 无源元件参数确定

所提双管正激微逆变器中共有 5 个无源元件,其中输入滤波电容 C_{in} 、电网侧滤波电容 C_g 以及电网侧滤波电感 L_g 可以根据允许的高频纹波和低频纹波的大小进行确定,本文重点确定变压器的变比 n 和缓冲电感 L 。

从本质上讲,正激变换器属于一种降压变换器,

为保证在输入最低电压时仍能将能量输送到电网侧,应满足:

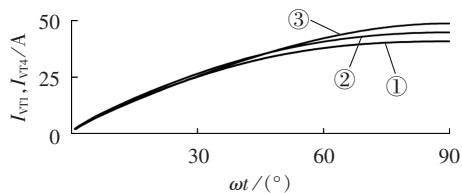
$$nU_{\text{PV}_{\min}} > \sqrt{2} U_g \quad (13)$$

再根据式(7)确定缓冲电感的大小为:

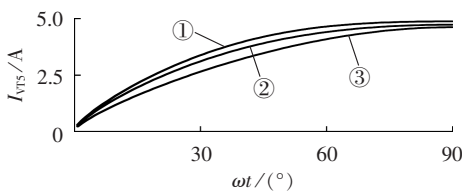
$$L < \frac{0.25 U_{\text{PV}} T_s (nU_{\text{PV}} - \sqrt{2} U_g)}{n I_{\text{gmax}} (nU_{\text{PV}} + \sqrt{2} U_g)} \quad (14)$$

其中, I_{gmax} 为最大输出功率时并网电流的幅值。

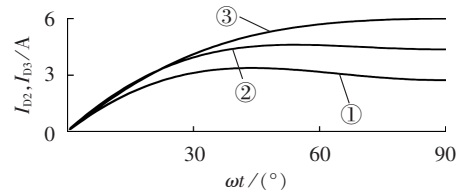
理论上,任意满足式(13)确定的变压器变比 n 都可以得到一个满足最大输出功率的缓冲电感,但是如果变压器的变比 n 过高,则变压器副边器件承受的电压较大;如果变压器变比 n 过小,则需要极小的缓冲电感才能满足最大输出功率,造成缓冲电感电流上升、下降非常剧烈,会对器件产生较大的电流应力。以单块光伏电池数据为例进行分析:最大功率点的电压为 36 V,最大输出功率为 250 W,在 10 W 输出功率时电压为 28 V,电网电压有效值为 110 V,开关频率为 50 kHz。为保证在光伏电池 28V 时仍能向电网输出功率,根据式(13), n 应大于 5.6。图 6 给出了在最大输出功率情况下, n 取 6、7、8 时开关管电流有效值变换曲线,可以看出,随着变压器变比的增加,变压器原边开关管电流有效值与磁复位二极管(工频正半周对应 V_{T2} 与 V_{T3} 的体二极管)电流平均值基本呈增大趋势;变压器副边整流开关管电流



(a) 开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 电流有效值



(b) 开关管 V_{T5} 电流有效值



(c) 二极管 V_{D2} 、 V_{D3} 电流平均值

① $n=6, L=1.54 \mu\text{H}$

② $n=7, L=1.91 \mu\text{H}$

③ $n=8, L=2.10 \mu\text{H}$

图 6 不同变比、感值下器件电流比较

Fig.6 Comparison of device currents under different transformer voltage ratios and buffering inductances

有效值基本呈减小趋势,副边整流的二极管(工频正半周对应 V_{T6} 的体二极管)电流平均值始终等于电网电流。综合考虑,选取 $n=6.5$ 、 $L=1.75\ \mu\text{H}$ 。若考虑电网电压波动,则应保证在最高电网电压情况下可以输出光伏电池的最大功率,然后再合理选择变压器的变比。

4 实验验证

为验证本文所提中间电流型双管正激微逆变器的性能,搭建了一台 250 W 的实验样机,实验参数如第 3 节所述,开关管 $V_{T1} \sim V_{T4}$ 采用 IRFB4110,开关管 V_{T5} 、 V_{T6} 采用 C2M0080120D,控制策略如图 7 所示,式(8)主要用来提前预确定调制比的大小以缩短闭环调节器的调节过程和提高微逆变器的动态特性。图 7 中, I_{PV} 为光伏电池输出电流; u_p 为判别电网电压极性的信号; I^* 为光伏电池并网基准电流的幅值; D_1 、 D_2 分别为预测占空比、闭环微调占空比; i_e 为电网电流误差信号。

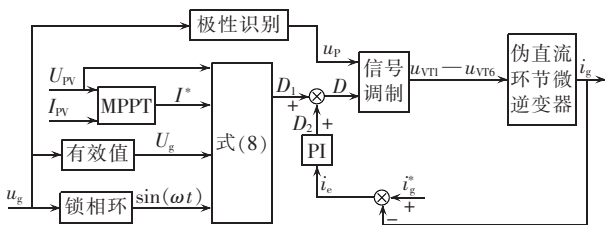
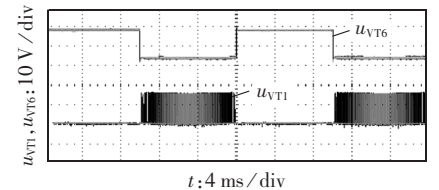


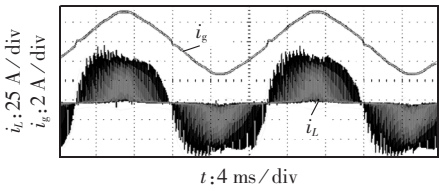
图 7 所提微逆变器控制框图

Fig.7 Control diagram of proposed micro-inverter

图 8 为所提微逆变器在工频周期内的波形。图 8(a)为开关管 V_{T6} 、 V_{T1} 的驱动波形,对应图 4 所示微逆变器驱动波形示意图,按照工频正、负半周期,将所有开关器件分为 2 组,开关管 V_{T5} 与 V_{T6} 工频驱动并互补,开关管 V_{T1} 与 V_{T2} 高频互补,即同一时间内,仅有 2 个开关处于高频工作状态,如此可有效降低逆



(a) 开关管 V_{T6} 、 V_{T1} 驱动波形

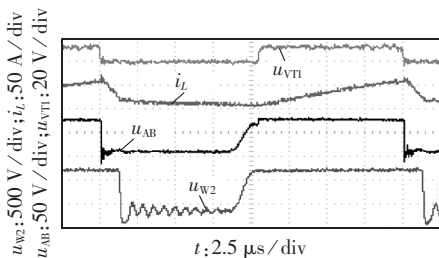


(b) 并网电流 i_g 以及缓冲电感电流 i_L 波形

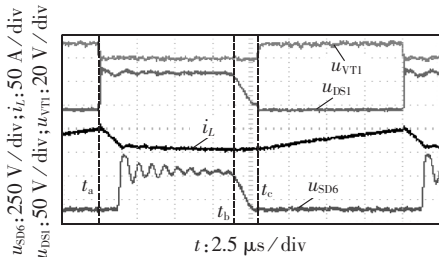
图 8 所提微逆变器在一个工频周期内的波形
Fig.8 Waveforms of proposed micro-inverter in one line cycle

变器的驱动损耗;图 8(b)为并网电流 i_g 以及缓冲电感电流 i_L 波形,可以看出, i_g 电流质量较高,但在电网电压过零附近出现微小的畸变,因为滤波电容 C_g 电压稍滞后于电网电压。

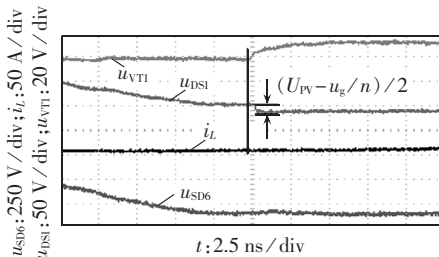
图 9 为所提微逆变器在正半工频周期开关周期内的波形。图 9(a)为开关管 V_{T1} 驱动电压 u_{VT1} 、缓冲电感电流 i_L 及电压 u_{AB} 、 u_{W2} 的波形,与图 6 理论分析波形相对应, u_{AB} 的正电压与开关管 V_{T1} 的开通时间相对应, u_{W2} 的正电压与电流 i_L 大于零时间段对应。图 9(b)为开关管 V_{T1} 驱动电压 u_{VT1} 、开关管 V_{T1} 漏源电压 u_{DS1} 、电流 i_L 、开关管 V_{T6} 漏源电压 u_{SD6} 的波形(在工频正半周,开关管 V_{T6} 仅有其体二极管工作)。可以看出, t_a 时刻,在 i_L 峰值电流时, V_{T1} 、 V_{T4} 关断,由于 $V_{T1} \sim V_{T4}$ 的结电容与缓冲电感 L 形成的谐振使得 V_{T1} 、 V_{T4} 的端电压上升慢于其关断;开关管 V_{T1} 、 V_{T4} 的开通时刻 t_c ,电流 i_L 为 0,因此 V_{T1} 为零电流开通。此外,在变压器励磁电流下降到零时刻(图中 t_b 时刻),形成了 $V_{T1} \sim V_{T4}$ 的结电容、缓冲电感 L 和 V_{T6} 结电容以及滤波电容 C_g 为回路的寄生振荡,对应图 9(b)中 $t_b \sim t_c$ 时间段,谐振后, V_{T6} 端电压降低为 0,电压 u_{AB} 被箝位在 u_g/n , V_{T1} 、 V_{T4} 端电压降低为 $(U_{PV} -$



(a) u_{VT1} 、 i_L 、 u_{AB} 、 u_{W2} 波形



(b) u_{VT1} 、 u_{DS1} 、 i_L 、 u_{SD6} 波形



(c) t_c 时刻局部放大图

图 9 所提微逆变器在一个开关周期内的波形
Fig.9 Waveforms of proposed micro-inverter in one switching cycle

$u_g/n)/2$, 这对降低 V_{T1} 、 V_{T4} 开通时的结电容能量损耗是有利的, 图 9(c) 为 t_c 时刻的局部放大图。

图 10 为所提微逆变器的效率曲线, 其输出功率模拟了单块光伏电池输出特性曲线, 可以看出, 所提微逆变器在较低功率和较高功率时都可以获得较高效率。

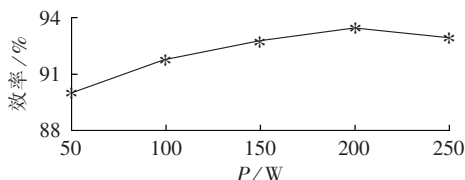


图 10 所提微逆变器效率曲线

Fig.10 Efficiency curve of proposed micro-inverter

5 结论

本文提出了一种中间电流型双管正激微逆变器, 该微逆变器具有如下特点:

- a. 同一时刻需高频驱动控制的开关器件只有 2 个, 降低了驱动损耗;
- b. 所有开关器件都工作在软开关状态;
- c. 该电路仍具有最大占空比 0.5 的限制;
- d. 变压器变比对不同开关管的电流应力有不同影响, 据此确定适中的变压器变比;
- e. 相比于其他现有微逆变器, 本文所提微逆变器的器件数量、电压应力、电流应力适中;
- f. 实验表明所提微逆变器具有良好性能。

参考文献:

- [1] 国家电网公司. 关于做好分布式光伏发电并网服务工作的意见[Z]. 北京: 国家电网公司, 2012.
- [2] 王丰, 吴新科, Fred C Lee, 等. 嵌入式智能光伏模块的最大功率输出统一控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 81-89.
WANG Feng, WU Xinke, Fred C Lee, et al. Application of unified output MPPT control in DMPPT PV systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 81-89.
- [3] LIU Bangyin, DUAN Shanxu, CAI Tao. Photovoltaic DC-building-module-based BIPV system-concept and design considerations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5): 1418-1425.
- [4] KJAER S B, PEDERSEN J K, BLAABJERG F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2005, 41(5): 1292-1306.
- [5] YANG B, GU Y, CUI W, et al. Improved transformerless inverter with common-mode leakage current elimination for a photovoltaic grid-connected power system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 752-762.
- [6] NANAKOS A C, TATAKIS E C, PAPANIKOLAOU N P. A weighted-efficiency-oriented design methodology of flyback inverter for AC photovoltaic modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(7): 3221-3233.
- [7] 骆林松, 田慧欣, 吴凤江. 面向欧洲效率增强的在线拓扑可变量光伏发电并网逆变器系统[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(10): 94-99.
LUO Linsong, TIAN Huixin, WU Fengjiang. Grid-connected inverter system with online variable topology to enhance European efficiency for PV generation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(10): 94-99.
- [8] JIANG S, CAO D, LI Y, et al. Grid-connected Boost-half-bridge photovoltaic microinverter system using repetitive current control and maximum power point tracking[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4711-4722.
- [9] LEVRON Y, ERICKSON R W. High weighted efficiency in single-phase solar inverters by a variable-frequency peak current controller[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 248-257.
- [10] LI Quan, WOLFS P. A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1320-1333.
- [11] ZHANG Z, HE X, LIU Y. An optimal control method for photovoltaic grid-tied-interleaved flyback micro inverters to achieve high efficiency in wide load range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5074-5087.
- [12] SUKESH N, PAHLEVANINEZHAD M, JAIN P K. Analysis and implementation of a single-stage flyback PV microinverter with soft switching[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(4): 1819-1833.
- [13] CHEN S, LIANG T, YANG L, et al. A Boost converter with capacitor multiplier and coupled inductor for AC module applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1503-1511.
- [14] 陈川瑞, 牟龙华, 朱国锋. 基于交错反激光伏微逆的无功与谐波补偿[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(5): 51-57.
CHEN Chuanrui, MU Longhua, ZHU Guofeng. Reactive and harmonic compensation based on interleaved flyback type photovoltaic micro-inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(5): 51-57.
- [15] MENESES D, GARCIA O, ALOU P, et al. Grid-connected forward microinverter with primary-parallel secondary-series transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 4819-4830.
- [16] KIM Y, SHIN S, LEE J, et al. Soft-switching current-fed push-pull converter for 250 W AC module applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 863-872.
- [17] NAYANASIRI D R, VILATHGAMUWA D M, MASKELL D L. Half-wave cycloconverter-based photovoltaic microinverter topology with phase-shift power modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2700-2710.
- [18] SURAPANENI R K, RATHORE A K. A single-stage CCM Zeta microinverter for solar photovoltaic AC module[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(4): 892-900.
- [19] FERNANDEZ A, SEBASTIAN J, HERNANDO M M, et al. Single stage inverter for a direct AC connection of a photovoltaic

cell module[C]//37th Annual Power Electronics Specialists Conference. Jeju, Korea: IEEE, 2006:93-98.

作者简介:

李家荣(1970—),女,江苏连云港人,副教授,研究方向为电源控制技术、电机驱动控制技术(E-mail:lijiarong0518@163.com);



李家荣

吴云亚(1979—),女,江苏盐城人,硕士,研究方向为新能源发电控制技术、功率电子变换;

阚加荣(1979—),男,江苏盐城人,副教授,研究方向为电力电子技术在微电网中的应用(E-mail:kanjr@163.com)。

Mid-current-fed dual-MOSFET forward photovoltaic micro-inverter

LI Jiarong¹, WU Yunya¹, KAN Jiarong¹, XIE Shaojun², TANG Yu², ZHANG Binfeng²

(1. College of Electrical Engineering, Yancheng Institute of Technology, Yancheng 224051, China;

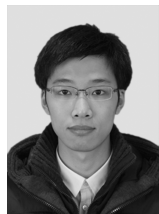
2. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: In order to overcome the shortcomings of high voltage stress and complex structure in the existing photovoltaic micro-inverter, a mid-current-fed dual-MOSFET forward micro-inverter is proposed. All switches in the proposed micro-inverter can achieve soft switching and eliminate the reverse recovery loss of rectifier diodes at the secondary side of the transformer. The operation principle of the proposed micro-inverter is analyzed. The parameters of the micro-inverter, i.e. maximum duty cycle, predictive value of duty cycle, current stress of switches and parameters of passive elements, are obtained. The experimental results of the prototype verify that the proposed micro-inverter has better performance.

Key words: photovoltaic generation; micro-inverter; current-fed dual-MOSFET forward converter; maximum duty cycle; current stress

(上接第 72 页 continued from page 72)

作者简介:



陈柯任

陈柯任(1992—),男,福建莆田人,博士研究生,主要研究方向为电力信息物理系统(E-mail:krchen@zju.edu.cn);

文福拴(1965—),男,河南林州人,教授,博士研究生导师,博士,通信作者,主要研究方向为电力系统故障诊断与系统恢复、电力经济与电力市场、智能电网与电动汽车(E-mail:fushuan.wen@gmail.com);

赵俊华(1980—),男,广西南宁人,“青年千人计划”入选

者,副教授,博士,主要研究方向为电力系统分析与计算、智能电网、数据挖掘与计算智能、电力市场(E-mail:fuxiharp@gmail.com);

李力(1970—),女,广东广州人,高级工程师,主要从事电力系统调度运行、电网运行风险分析与控制方面的运行与科研工作;

杨银国(1980—),男,湖北广水人,教授级高级工程师,硕士,主要从事电力系统运行与控制、风险管理方面的运行与科研工作;

谭嫣(1987—),女,广西南宁人,工程师,硕士,主要从事电力系统运行与控制方面的运行与科研工作。

Vulnerability assessment of cyber-physical power system considering virtual cyber-physical connections

CHEN Keren¹, WEN Fushuan¹, ZHAO Junhua², LI Li³, YANG Yinguo³, TAN Yan³

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. School of Science and Engineering, Chinese University of Hong Kong (Shenzhen), Shenzhen 518100, China;

3. Power Dispatch and Control Center of Guangdong Power Grid, Guangzhou 510600, China)

Abstract: The wide applications of the ever-developing automation and communication technologies have significantly enhanced the operation level of modern power system, while the interactions between the power information system and the power physical system are becoming more extensively and more in-depth, and hence the cyber-physical power system is formed. In the cyber-physical power system, the failure of information equipment has impacts on the security and reliability of power physical system, while attacks from outsiders against either physical or information equipment may result in power supply interruptions. On this background, the cyber-physical power system is simulated as five elements: physical node, physical-physical link, cyber-node, cyber-cyber link and cyber-physical link, to analyze the interactive influence between physical equipment and information equipment, based on which, the influence of information system failure on the operation of physical system is assessed. A bi-level mathematic programming model under the game theory framework is established for distributing defending resources on information and power modules, to quantify the importance degrees of modules under given attacks. The modified IEEE 14-bus power system is simulated and calculated, whose results verify the feasibility and effectiveness of the proposed method.

Key words: cyber-physical power system; vulnerability assessment; cyber-physical link; optimal load shedding; bi-level mathematic programming