

面向欧洲效率增强的在线拓扑可变量 光伏发电并网逆变系统

骆林松¹, 田慧欣¹, 吴凤江²

(1. 天津工业大学 电气工程与自动化学院, 天津 300387;

2. 哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 为了在满足并网约束条件的前提下拓展光伏电池的并网发电范围以及提高系统的欧洲效率, 以提高光伏并网逆变系统的利用率, 提出新的在线拓扑可变量并网逆变技术。通过在级联型多电平逆变器中增加双向切换开关, 使其在光伏电池输出电压/功率较低时工作于级联模式, 而在输出电压/功率较高时切换为 H 桥逆变器模式, 从而实现只采用单级逆变结构即可获得较宽的并网发电范围和提高逆变器欧洲效率。给出了基于 5 电平级联型逆变器的在线拓扑可变量并网逆变器的具体结构及详细的实验结果, 以验证所提出方案的正确性。

关键词: 光伏发电; 在线可变拓扑; 功率变换; 效率优化; 并网; 逆变器

中图分类号: TM 615; TM 464

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.10.014

0 引言

在光伏并网发电系统 PV-GGS(Photo Voltaic Grid-connected Generation System)中, 光伏电池成本较高、光电转化效率仍然较低、发电功率波动性大等缺点成为制约其快速发展的瓶颈问题^[1-5]。因此要求光伏并网逆变器一方面要尽可能提高工作范围, 另一方面要尽量提高在整个工作范围的逆变效率, 以提高系统的欧洲效率, 从而提高光伏电池的利用效能, 也间接降低了系统的单位上网电价, 进而提高光伏并网发电技术的竞争力。

现有文献给出了许多基于各种不同电力电子装置的光伏并网发电系统, 典型的包括单级式两电平逆变器^[6]、两级式并网逆变器^[7-8]、单级式多电平逆变器^[9-10]以及 Z 源型并网逆变器^[11]。其中, 两电平并网逆变器由于受到并网条件的约束(必须有直流电压大于交流电压幅值以及并网电流总谐波畸变率 THD(Total Harmonic Distortion)小于 5%), 造成其并网工作范围较小, 也降低了系统的利用率。两级式并网逆变器增加了直流电压控制环节, 从而拓宽了系统的工作范围。单级式多电平逆变器可以实现多个光伏电池的等效串联工作, 从而提高了其总直流电压和并网工作范围, 而其较高的等效开关频率也降低了并网电流 THD, 尤其是在输出电流基波幅值较小时, 更容易使电流 THD 满足并网标准, 也间接拓宽了系统的工作范围。两级式并网逆变器和单级式多电平逆变器虽然能够拓宽光伏并网逆变器的

发电范围, 但是由于所采用的器件数量较多, 结构复杂, 逆变器损耗将有所增加。Z 源型并网逆变器在 DC-AC 逆变器中增加交叉储能网络, 利用 DC-AC 逆变器的桥臂短路作用间接实现直流电压的升压控制, 从而无需 DC-DC 变换器即可提高系统的工作范围。但是 Z 源逆变器增加了储能环节, 同样会产生额外损耗, 同时受到储能器件功率等级和体积的限制, 系统的最大功率等级会受到限制。基于 Z 源逆变器的光伏并网发电系统在较宽工作范围内逆变器的拓扑保持不变, 所有功率器件全部参与工作, 造成系统的损耗较大, 效率降低, 尤其是欧洲效率的降低将更加明显^[12-13]。

本文针对光伏并网发电系统输出功率和输出电压在较大范围变化的特点, 以尽量拓宽发电系统的工作范围、提高整个发电范围内系统的欧洲效率为目标, 提出一种新的在线拓扑可变量并网逆变技术。在光伏电池输出电压/功率较低时, 利用级联型逆变器的高等效开关频率和直流电压可以串联输出的特点, 一方面获得较高的等效直流母线电压, 另一方面降低并网电流 THD, 实现较低光伏电池输出电压/功率下的系统并网运行, 拓宽系统的并网工作范围的下限。而在光伏电池输出电压/功率较高时, 切换为 H 桥逆变器模式, 以降低逆变器的损耗, 提高系统效率。

1 在线拓扑可变量并网逆变器

本文提出在线拓扑可变量并网逆变器(OVT-GCI)。其基本思想是, 以传统多电平逆变器为基础, 增加辅助开关器件, 并利用原有逆变器中的潜在连通回路, 在整个工作范围内根据光伏电池输出电压和功率的变化, 并以满足并网约束条件(直流电压大

收稿日期: 2015-06-26; 修回日期: 2016-07-06

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51107018)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51107018)

于电网电压幅值以及并网电流 THD($<5\%$)为前提,进行级联型逆变器与 H 桥逆变器之间的拓扑切换。按照上述思想,给出一个基于级联型多电平逆变器的新型在线可变拓扑逆变器的实例,如图 1(a)所示。2 个 H 桥逆变器串联并通过一个双向功率开关 V_{Tcon} 将 2 个直流电源 E_1 和 E_2 的负极相连。下面具体分析拓扑切换方法。在 V_{Tcon} 断开时,该逆变器就是一个传统级联型五电平逆变器,如图 1(b)所示。在 V_{Tcon} 导通时,2 个电源的负极相连,如果再令 V_{T12} 、 V_{T24} 保持关断而 V_{T13} 、 V_{T21} 保持导通,2 个电源的正极被连通,将切换为 H 桥逆变器,如图 1(c)所示,其中 2 个直流电源变为并联连接共同为负载供电。需要说明的是,2 个发电电源的正极输出端串联的低功耗二极管是在实际光伏阵列中存在的,以避免光伏阵列并联时产生环流,并非是逆变器中额外增加的。另外,还需要 2 个直流发电电源的输出特性

相同,以降低能量损失。通过对光伏电池单体输出特性进行筛选,进而选择输出特性相差 3% 以内的单体作为电源来满足上述要求。

下面对 2 种拓扑模式的逆变器损耗和并网电流 THD 进行对比分析。本文提出一种复用脉宽调制策略用于该新型逆变器的控制,其原理图如图 2 所示。在级联型逆变器模式,采用载波移相正弦脉宽调制策略^[14-15]。而在 H 桥逆变器模式,工作于开关状态的功率器件只有 4 个,考虑到实际系统实现时,尽量减少控制芯片资源的占用,使用原有的 2 个三角载波和同一个正弦调制波进行比较。其中, T_{r1} 和调制波 u_r 比较产生的控制信号仍然用于控制 V_{T11} 和 V_{T14} ,而 T_{r2} 和调制波 u_r 比较产生的控制信号用于控制 V_{T22} 和 V_{T23} 。通过采用这一调制策略,能够保证控制芯片中不需额外增加 H 桥逆变器的调制策略。另外,为避免拓扑切换过程产生的电流冲击,在调制波的过零点处进行切换,由于光伏并网发电系统通常控制为单位功率因数,逆变器输出电压和并网电流的相位相差较小,在调制波的过零点处并网电流也较小,因此不会引起明显的电流冲击。

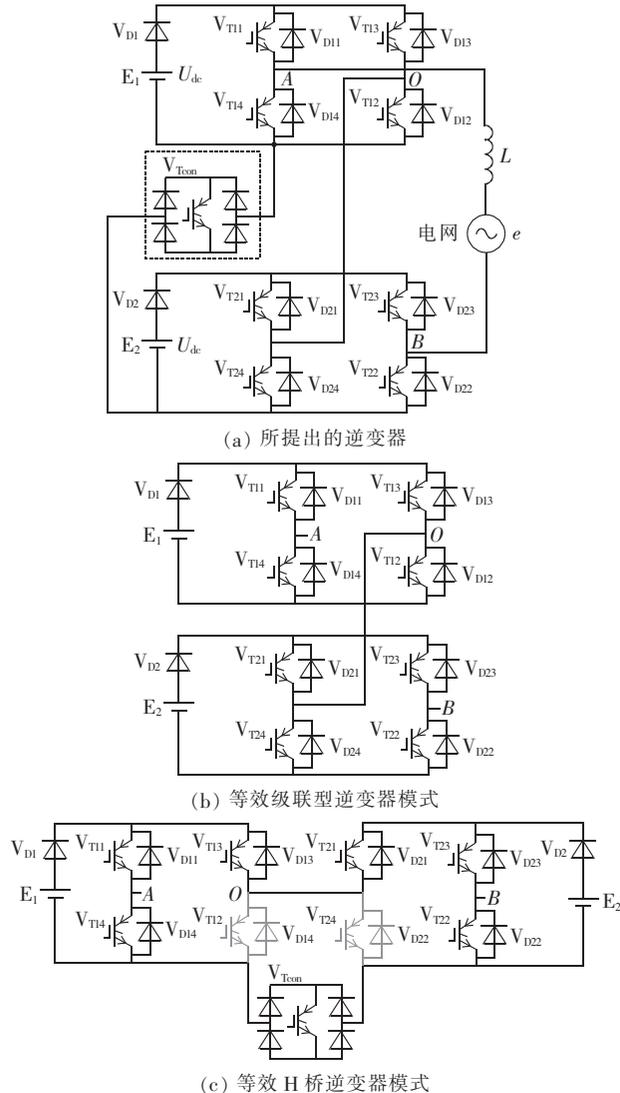


图 1 所提出的可变拓扑逆变器及其等效结构图
Fig.1 Proposed OVT-GCI and its equivalent structures

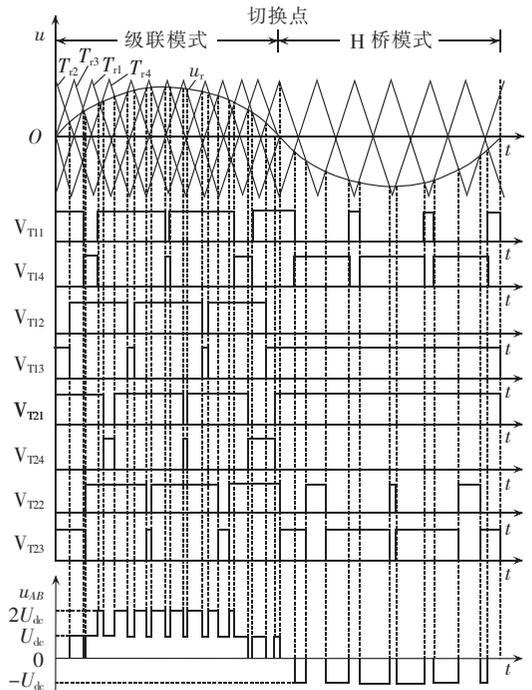


图 2 用于所提新型逆变器的复用脉宽调制策略原理图
Fig.2 Schematic diagram of reusable PWM scheme for OVT-GCI

下面以图 2 所示的调制策略为基础对 2 种逆变器拓扑模式的损耗和电流 THD 进行分析。逆变器损耗包括功率开关器件的通态损耗和开关损耗、反并联二极管的关断损耗、滤波电感的基频损耗和高频损耗^[16]。首先分析功率器件的损耗。由文献^[16-18]可知,对于单一开关器件 IGBT,其通态损耗为:

$$P_{\text{scou}} \approx (U_{\text{ceo}} + R_{\text{ons}} i) i \quad (1)$$

其中, U_{ceo} 和 R_{ons} 分别为 IGBT 的通态饱和电压和通态电阻; i 为并网电流的瞬时值。二极管的通态损耗为:

$$P_{\text{dcon}} \approx (U_{\text{do}} + R_{\text{ond}} i) i \quad (2)$$

其中, U_{do} 和 R_{ond} 分别为二极管的通态饱和电压和通态电阻。功率开关器件和二极管在一个开关周期 $T_s = 1/f_s$ 内总的开关损耗为:

$$P_{\text{sw}} = f_s (E_{\text{on1}} + E_{\text{off1}} + E_{\text{rec1}}) \frac{i}{I_{\text{co}}} \frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{ceo}}} \quad (3)$$

其中, E_{on1} 、 E_{off1} 、 E_{rec1} 分别为在直流母线电压为 U_{ceo} 条件下、通过电流为 I_{co} 时, 根据器件的数据手册获得的 IGBT 开通损耗能量、关断损耗能量以及二极管关断损耗能量; U_{dc} 为直流发电源输出电压。

由图 2 可知, 在一个载波周期内, 对于级联型逆变器而言, 输出电压的电平共变化 4 次, 每一次对应一个功率器件关断且一个二极管导通, 或者一个功率器件导通而一个二极管关断。对于 H 桥逆变器而言, 输出电压的电平只变化 2 次, 功率器件的开关状态相同。进一步将 2 种逆变器模式下的一个载波周期内参与工作的功率器件的数量和功率器件的开关次数列于表 1。其中 H 桥逆变器的数量计算结果, 是考虑了在直流电源输出功率的阶段, 有 2 个 IGBT 和二极管流过的电流是级联模式时的一半。

表 1 一个载波周期内 2 种拓扑模式参与工作的功率器件数量

Table 1 Quantity of operating power device within one carrier period for two modes

拓扑模式	电源输出功率阶段		续流阶段		开关次数
	IGBT 数量	二极管数量	IGBT 数量	二极管数量	
级联型	4	0	2	2	4
H 桥	3	3	2	2	2

由表 1 可知, 级联型逆变器的功率器件在一个载波周期内的平均总损耗为:

$$P_{\text{cas}} = 2P_{\text{scou}} D(\omega t) + 2P_{\text{scou}} + 2P_{\text{dcon}} [1 - D(\omega t)] + 4P_{\text{sw}} \quad (4)$$

其中, $D(\omega t)$ 为输出电压的占空比, ω 为电网角频率。H 桥逆变器的功率器件在一个载波周期内的平均总损耗为:

$$P_{\text{Hb}} = (P_{\text{scou}} + P_{\text{dcon}}) D(\omega t) + 2P_{\text{scou}} + 2P_{\text{dcon}} + 2P_{\text{sw}} \quad (5)$$

由式(4)、(5)可知, 级联型逆变器的功率器件的通态损耗和 H 桥逆变器模式相差不大, 而级联型逆变器模式的开关损耗是 H 桥逆变器模式的 2 倍, 因此级联型逆变器的功率器件的总损耗要高于 H 桥逆变器的情况。

电感的基频损耗只与并网电流的幅值和频率有关, 对于上述 2 种模式, 在相同并网功率的情况下, 二者电感的基频损耗是相同的。电感的高频损耗与并网电流的纹波有效值有关, 下面分析上述 2 种逆

变器模式下的电流纹波。

由逆变器的开关周期内的电压方程可知, 级联型逆变器的电流纹波表示为:

$$\Delta i_{\text{cas}} = \frac{1}{L} [U_{\text{dc}} - E_m \sin(\omega t)] D(\omega t) \frac{1}{4f_c} \quad (6)$$

其中, L 为滤波电感值; E_m 为电网电压幅值; f_c 为载波频率。两电平逆变器的电流纹波表示为:

$$\Delta i_{\text{Hb}} = \frac{1}{L} [U_{\text{dc}} - E_m \sin(\omega t)] D(\omega t) \frac{1}{2f_c} = 2\Delta i_{\text{cas}} \quad (7)$$

式(6)、(7)说明, 在相同并网电流幅值的前提下, H 桥逆变器模式的电感高频损耗要大于级联型逆变器模式。在实际系统中, 采用低磁滞损耗的铁磁材料时, 其高频损耗已经非常小, 例如铁硅铝材料, 在磁通密度变化为 0.2 T 时, 其单位损耗的变化只有 20 mW/cm³, 对于整个逆变器的损耗而言, 其占比很小, 2 种逆变器的高频损耗的差异将更小, 因此为简化分析, 没有给出 2 种逆变器高频损耗的表达式, 认为二者一致。

下面分析 2 种逆变器模式下的并网电流 THD。并网电流 THD 可近似看作是电流纹波有效值与基波有效值 I_1 之比, 即有:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}}{I_1} = \frac{\Delta I_{\text{rms}}}{I_1} = \frac{\sqrt{2} \Delta I_m}{2\sqrt{3} I_m} \quad (8)$$

其中, $I_i (i=2, 3, \dots)$ 为并网电流的各次谐波; ΔI_{rms} 为实际并网电流纹波的有效值; I_m 为基波电流幅值; ΔI_m 为并网电流纹波的最大值, 经过对式(6)和(7)在整个基波周期内进行积分可以得到。因此, 由式(6)和(7)可知, 在相同并网电流基波幅值的前提下, H 桥逆变器的并网电流 THD 约为级联型逆变器模式的 2 倍。

由前述分析可知, 在相同载波周期的前提下, 级联型逆变器的损耗要大于 H 桥逆变器, 但是其电流谐波要明显小于 H 桥逆变器。

考虑到光伏阵列输出功率的波动性, 提出“欧洲效率”的概念来表征光伏发电系统在整个工作范围内的总体加权效率, 而并非只通过单一工作点的效率来对整个系统的总体效率进行评价。欧洲效率的定义为^[19]:

$$\eta_{\text{EURO}} = 0.03 \eta_{5\%} + 0.06 \eta_{10\%} + 0.13 \eta_{20\%} + 0.1 \eta_{30\%} + 0.48 \eta_{50\%} + 0.2 \eta_{100\%} \quad (9)$$

其中, $\eta_{x\%}$ 是系统实际输出功率为额定功率的 $x\%$ 时逆变器的效率, 各工作点效率加权系数的和为 1。

由式(9)可知, 若要增强并网逆变器的欧洲效率, 一方面要拓宽工作范围, 包括直流电压要至少大于所并网电压的幅值, 同时使并网电流 THD 满足并网标准; 另一方面是提高各个工作点的工作效率。考虑到随着光伏电池发电功率的增加, 并网逆变器的直

流电压会有所增加,而并网电流 THD 将会下降,因此,以提出的拓扑可变速逆变器为基础,在光伏电池输出电压和功率较低时,使其工作于级联模式,一方面提高等效直流电压,同时利用级联型逆变器输出多电平电压波形的特点,降低并网电流 THD,从而拓宽系统的工作下限;而随着光伏电池发电功率的增加,以 H 桥逆变器模式时的电流 THD 满足并网标准、而光伏电池输出电压满足电压并网条件为 2 种拓扑的切换依据,切换为 H 桥逆变器模式,从而提高系统工作效率。通过上述切换,则有望实现整个系统的较宽发电范围以及获得较高的欧洲效率。

2 在线拓扑可变速并网逆变器的实验验证

搭建了基于 DSP+FPGA 的单相并网逆变实验平台以对所提出的在线拓扑可变速并网逆变器的性能进行验证,实验平台的原理示意图如图 3 所示。实验平台的参数如下: $U_{dc}=200\sim 450\text{ V}$, $E_m=311\text{ V}$, $\omega=314\text{ rad/s}$, $I_m=24\sim 56\text{ A}$, $f_c=5\text{ kHz}$, $L=1.5\text{ mH}$ 。功率开关器件选取英飞凌公司的 IGBT,型号为 BSM150GB-60DLC。系统采用基于比例谐振控制器^[20]的并网电流单闭环控制结构。电网电压的幅值、频率及相角 θ_e 由增强型锁相环算法获得。增强型锁相环的原理在文献^[21]中有详细阐述。

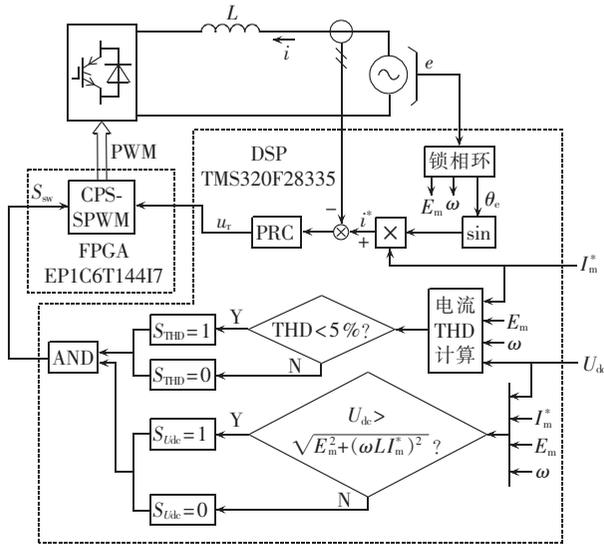


图 3 所提新型逆变器的实验平台原理示意图

Fig.3 Schematic diagram of experimental platform of OVT-GCI

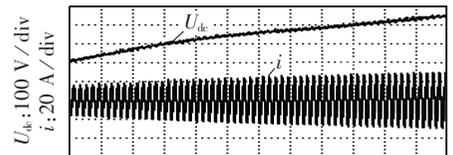
系统工作于 H 桥逆变器模式的条件是保证并网电压条件以及电流 $\text{THD} < 5\%$ 。因此根据实际的电压和电流对这 2 个条件分别进行判断,并且设置 2 个标志位作为满足条件的标志,当并网电压条件满足时令 $S_{Udc}=1$,否则 $S_{Udc}=0$ 。当计算出 H 桥逆变器模式对应的电流 $\text{THD} < 5\%$ 时,令 $S_{\text{THD}}=1$,否则 $S_{\text{THD}}=0$ 。切换控制信号为 $S_{\text{sw}}=S_{\text{THD}} \cdot S_{Udc}$,只有二者都为 1 时,

$S_{\text{sw}}=1$,此时切换为 H 桥逆变器模式。另外,为避免 2 种拓扑模式的频繁切换,在相互切换时对直流电压切换值加入一定的滞环宽度,本系统选为 20 V。

为模拟光伏电池的输出特性^[22],使用隔离型双输出可调变压器并经过整流和滤波电路获得 2 路相同的可调直流电源,为逆变器供电。并网电流幅值的给定值随着直流电压的变化而线性变化,变化公式为:

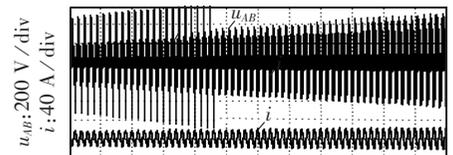
$$I_m^* = 0.16 U_{dc} - 8 \quad U_{dc} \geq 200\text{ V} \quad (10)$$

对直流电压在 200~450 V 之间变化时的并网逆变器进行了实验验证。其中级联型逆变器模式切换为 H 桥逆变器模式的直流电压选为 380 V,此时 H 桥逆变器模式下的电流 THD 能够满足并网标准,而 H 桥逆变器模式切换为级联型逆变器模式的直流电压选为 360 V,以尽量避免这 2 种拓扑模式的频繁切换。图 4 给出了不同直流电压时的实验波形、相应的逆变器总损耗以及电流 THD 的理论计算结果和实际测试结果,其中实测的并网电流频谱的最高次数为 1000



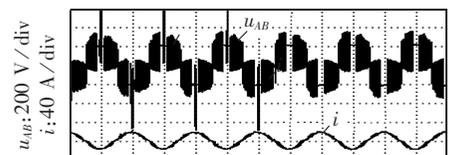
t: 100 ms/div

(a) U_{dc} 和 i



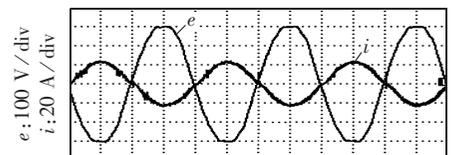
t: 100 ms/div

(b) u_{AB} 和 i



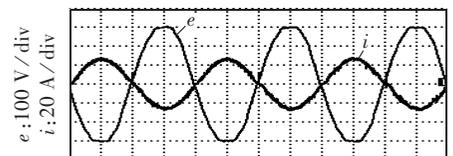
t: 10 ms/div

(c) 切换点附近的 u_{AB} 和 i



t: 5 ms/div

(d) 级联型逆变器模式的 e 和 i



t: 5 ms/div

(e) H 桥逆变器模式的 e 和 i

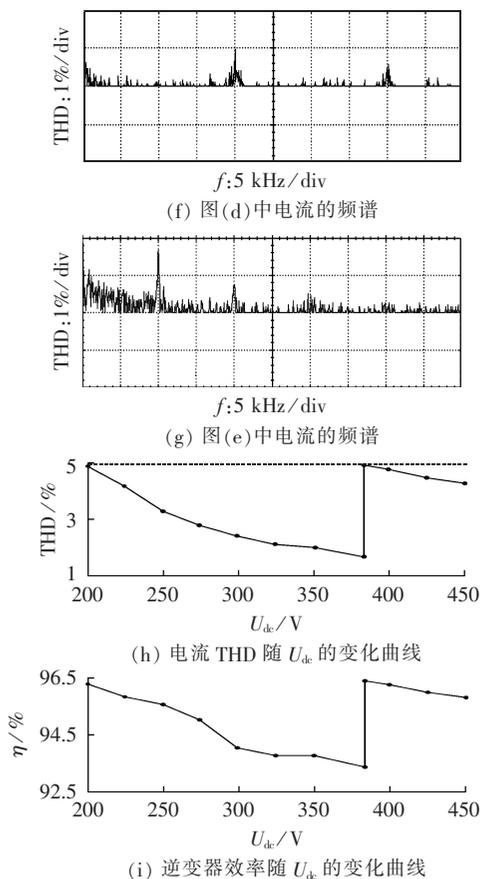


图 4 所提并网逆变器的实验波形

Fig.4 Experimental waveforms of proposed GCI

次。由图 4 可知,在直流电压较低时,逆变器工作为级联型逆变器模式,逆变器输出电压为 5 电平波形,随着直流电压上升,并网电流幅值逐渐升高。逆变器整体效率有所降低,但是在切换为 H 桥逆变器后,逆变器效率提高近 3%。在整个工作过程中,并网电流保持正弦波形,并与电网电压接近反相位。在级联型逆变器模式,电流频谱的分布集中在载波频率的 4 倍及其整数倍处,而在 H 桥逆变器模式时,电流频谱的分布集中在载波频率的 2 倍及其整数倍处,这也与前述分析一致。在整个工作过程中,电流 THD 均限制在 5% 以内。进一步根据欧洲效率的定义和测试的效率数据可以计算得到传统级联型逆变器的欧洲效率为 93.2%,而所提并网逆变器的欧洲效率为 95.8%,提高了 2.6%。需要说明的是,本文的实验目的在于验证所提的方案确实提高了系统的欧洲效率,由于平台中所使用的功率开关和电感等器件均为通用器件,并未采用具有低功耗特性的光伏系统专用器件,也由此导致与现有商用逆变器相比其效率提升并不明显。后续工作中将对逆变器进行优化,以进一步提升其工作效率。

3 结论

a. 对级联型逆变器和 H 桥逆变器的损耗和电

流 THD 的分析结果表明,级联型逆变器的电流 THD 较低,工作范围较宽,而其损耗要大于 H 桥逆变器;

b. 所提出的在线拓扑可变形并网逆变系统及其复用调制策略实现了在较宽输入电压、功率范围内的拓扑平滑切换和高性能并网运行;

c. 通过在线拓扑切换,在保证较宽工作范围的同时,欧洲效率提高近 3%,进而证明了所提出的新型功率变换技术的正确性和可行性。

参考文献:

- [1] NOUSIAINEN L,PUUKKO J,MAKI A,et al. Photovoltaic generator as an input source for power electronic converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(6):3028-3038.
- [2] 江渝,姜琦,黄敏,等. 单相单级光伏 LCL 并网逆变系统控制策略[J]. 电网技术,2015,39(2):312-319.
JIANG Yu,JIANG Qi,HUANG Min,et al. Control strategy of single-phase single-stage LCL grid-connected photovoltaic inverter system[J]. Power System Technology,2015,39(2):312-319.
- [3] 彭春华,谢鹏,陈臣. 大规模光伏电站接入电网可调节鲁棒优化调度[J]. 中国电机工程学报,2014,34(25):4324-4332.
PENG Chunhua,XIE Peng,CHEN Chen. Adjustable robust optimal dispatch of power system with large-scale photovoltaic power stations[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(25):4324-4332.
- [4] 李升,卫志农,孙国强,等. 大规模光伏发电并网系统电压稳定分岔研究[J]. 电力自动化设备,2016,36(1):17-23.
LI Sheng,WEI Zhinong,SUN Guoqiang,et al. Voltage stability bifurcation of large-scale grid-connected PV system[J]. Electric Power Automation Equipment,2016,36(1):17-23.
- [5] VILLALVA M G,GAZOLI J R,FILHO E R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(5):1198-1208.
- [6] 鲍薇,胡学浩,何国庆,等. 分布式电源并网标准研究[J]. 电网技术,2012,36(11):46-52.
BAO Wei,HU Xuehao,HE Guoqing,et al. Study on standard for grid-integration of distributed resources[J]. Power System Technology,2012,36(11):46-52.
- [7] 孟建辉,石新春,付超,等. 新型高效率两级式单相光伏并网逆变系统的研究与应用[J]. 电力系统保护与控制,2013,41(20):87-92.
MENG Jianhui,SHI Xinchun,FU Chao,et al. Research and application of novel high efficiency two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter system[J]. Power System Protection and Control,2013,41(20):87-92.
- [8] CHEN L,AMIRAHMADI A,ZHANG Q,et al. Design and implementation of three-phase two-stage grid-connected module integrated converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,29(8):3881-3892.
- [9] 王鹿军,王仕韬,周峰武,等. 中点钳位型三电平并网逆变器有限集最优预测控制[J]. 电力系统自动化,2013,37(21):190-195.
WANG Lujun,WANG Shitao,ZHOU Fengwu,et al. Finite set optimal predictive control for neutral point clamped three-level grid-connected inverter[J]. Automation of Electric Power Systems,2013,37(21):190-195.
- [10] CHAVARRÍA J,BIEL D,GUINJOAN F,et al. Energy-balance control of PV cascaded multilevel grid-connected inverters

- under level-shifted and phase-shifted PWMs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 98-111.
- [11] 侯世英, 黄哲, 肖旭, 等. 改进型 Z 源并网逆变器[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(12): 47-53.
- HOU Shiyang, HUANG Zhe, XIAO Xu, et al. The improved Z source grid-connected inverter[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(12): 47-53.
- [12] WU J F, CHANG C H, LIN L C, et al. Power loss comparison of single-and two-stage grid connected photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26(2): 707-715.
- [13] RODRIGUEZ J, LAI J S, PENG F Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [14] PALANIVEL P, DASH S S. Analysis of THD and output voltage performance for cascaded multilevel inverter using carrier pulse width modulation techniques[J]. IET Power Electronics, 2011, 4(8): 951-958.
- [15] ZARRI L, MENGONI M, TANI A, et al. Minimization of the power losses in IGBT multiphase inverters with carrier-based pulse width modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(11): 3695-3706.
- [16] 何湘宁, 吴岩松, 罗皓泽, 等. 基于 IGBT 离线测试平台的功率逆变器损耗准在线建模方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 1-6.
- HE Xiangning, WU Yansong, LUO Haoze, et al. Quasi-online modeling method of the power inverter losses based on IGBT offline test platform[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 1-6.
- [17] 洪峰, 单任仲, 王慧贞, 等. 一种逆变器损耗分析与计算的新方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 72-78.
- HONG Feng, SHAN Renzhong, WANG Huizhen, et al. Analysis and calculation of inverter power loss[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(15): 72-78.
- [18] 吴锐, 温家良, 于坤山, 等. 电压源换流器开关器件损耗建模[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(21): 1-7.
- WU Rui, WEN Jialiang, YU Kunshan, et al. Power loss modeling of switching devices in voltage source converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(21): 1-7.
- [19] ARAUJO S V, ZACHARIAS P, MALLWITZ R. Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(9): 3118-3128.
- [20] 孙玉坤, 孙海洋, 张亮. 中点箝位式三电平光伏并网逆变器的三相 Quasi-PR 控制策略[J]. 电网技术, 2013, 37(9): 2433-2439.
- SUN Yukun, SUN Haiyang, ZHANG Liang. Three-phase independent Quasi-PR control strategy for neutral point clamped tri-level grid-connection photovoltaic inverter[J]. Power System Technology, 2013, 37(9): 2433-2439.
- [21] GHARTEMANI M K. Linear and pseudolinear Enhanced Phased-Locked Loop (EPLL) structures[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1464-1474.
- [22] 李善寿, 张兴. 改进的光伏组件工程数学模型建模方法[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(9): 108-112.
- LI Shanshou, ZHANG Xing. Improved method to build mathematic engineering model of photovoltaic module[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(9): 108-112.

作者简介:



骆林松

骆林松(1989—),男,河北衡水人,硕士研究生,研究方向为可再生能源发电技术(**E-mail**:luolinsong1989@163.com);

田慧欣(1978—),女,辽宁抚顺人,副教授,博士,研究方向为可再生能源发电技术及复杂系统建模与控制(**E-mail**:tianhuixin@tjpu.edu.cn);

吴凤江(1980—),男,黑龙江哈尔滨人,副教授,博士,研究方向为可再生能源发电技术(**E-mail**:shimeng@hit.edu.cn)。

Grid-connected inverter system with online variable topology to enhance European efficiency for PV generation

LUO Linsong¹, TIAN Huixin¹, WU Fengjiang²

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin Polytechnic University, Tianjin 300387, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: A scheme of grid-connected inverter with online variable topology is proposed to extend the generation range of PV array and increase the European efficiency and utilization rate of PV grid-connected inverter system in the condition of grid-connection constraints. An additional bidirectional power switch is applied to make the cascaded multilevel inverter operate in the cascading mode when the output voltage/power of PV array is lower, otherwise in the H-bridge mode, which, with the single-stage inversion structure only, widens the generation range and increases the European efficiency. The detailed structure of grid-connected inverter with online variable topology is designed based on the cascaded five-level inverter and the correctness of the proposed scheme is verified by the experimental results.

Key words: PV generation; online variable topology; power conversion; efficiency improvement; grid-connection; electric inverters