

基于MPDPWM与CPSPWM组合调制策略的 级联H桥光伏逆变器漏电流抑制方法

赵 涛¹, 张 兴¹, 王付胜¹, 徐 君², 顾亦磊²

(1. 合肥工业大学电气与自动化工程学院, 合肥 230009; 2. 阳光电源股份有限公司, 合肥 230088)

摘 要: 提出一种改进的载波层叠与载波移相组合的调制策略,通过载波层叠调制消除寄生电容电压之和的高频分量,可有效抑制系统漏电流,并可同时保留载波移相调制易于模块化的优势。仿真结果和实验结果均已验证所提调制策略的有效性。

关键词: 级联H桥(CHB); 光伏逆变器; 漏电流; 组合调制策

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A

0 引 言

与传统的光伏逆变器相比,级联H桥(cascaded H-bridge, CHB)多电平逆变器具有电网电流谐波含量低、效率高及易于模块化等优点,因此得到越来越多的学者的关注^[1-3]。为进一步提高系统的效率和功率密度,CHB光伏逆变器可省去起到隔离和升压作用的变压器,但会在光伏组件和大地之间的寄生电容上产生漏电流。漏电流会降低系统的可靠性、威胁人身安全以及产生电磁干扰等^[4-7]。因此,漏电流问题是CHB光伏逆变器亟待解决的关键问题。

由于CHB光伏逆变器各个模块之间相互关联,因而光伏组件与大地之间寄生电容上的电压不仅取决于本模块的输出电压,也与其他模块的输出电压休戚相关,因此漏电流问题较突出。文献[8]提出级联H5拓扑,虽然在一定程度上抑制了漏电流,但相比级联H4拓扑,其成本和开关损耗都会有所增大。文献[9,10]在直流侧和交流侧分别添加共模滤波器抑制漏电流,不利于系统的成本和功率密度,且未从根本上解决漏电流问题。文献[11,12]分别提出不同的调制策略,降低光伏电池对地寄生

电容电压之和的变化率,从而减小漏电流。但这些调制策略都是基于2个H桥模块提出的,随级联模块数量的增多而越来越复杂,不利于系统扩展和模块化设计,在实际应用中受到了限制。载波移相调制原理简单且易于模块化设计,但冗余开关状态较多,漏电流抑制的效果不佳。为此,本文提出一种改进的载波层叠调制(modified phase disposition pulse width modulation, MPDPWM)与载波移相调制(carrier phase shifting pulse width modulation, CPSPWM)组合的调制策略,不仅能使所有光伏组件寄生电容电压之和的高频分量相互抵消,有效抑制系统漏电流,而且有利于系统扩展和模块化设计。仿真结果和实验结果都验证了所提调制策略的有效性。

1 级联H桥光伏逆变器漏电流分析

图1为含有 n 个H桥模块的CHB光伏逆变器的原理图。其中, C_{pvk1} 和 C_{pvk2} ($k=1,2,\dots,n$)为光伏组件对地的寄生电容,其大小与光伏组件的面积以及天气等外部因素有关,一般取50~150 nF/kW^[13], L_1 和 L_2 为网侧滤波电感, v_g 为交流侧公共耦合点电压。

收稿日期: 2016-07-27

基金项目: 国家重点研发计划(2016YFB0900300)

通信作者: 张 兴(1963—),男,博士、教授,主要从事光伏并网发电、大功率风力发电等方面的研究。honglf@ustc.edu.cn

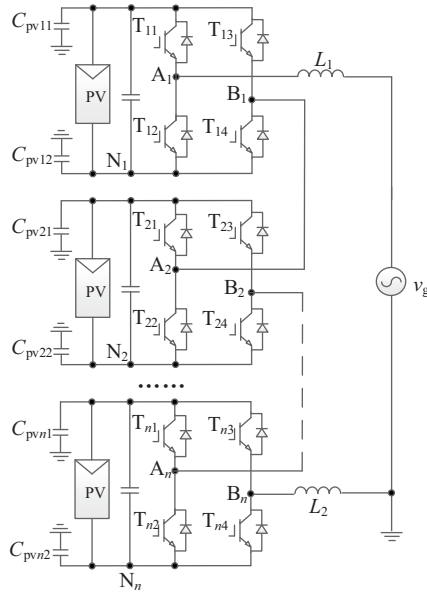


图1 单相级联H桥光伏并网逆变器原理图

Fig. 1 Schematic diagram of single-phase cascaded H-bridge
PV grid-connected inverter

图2为图1所示的CHB光伏逆变器的等效电路图。其中, $C_{pvk} = C_{pvk1} // C_{pvk2}$, v_{ka} 和 v_{kb} 分别表示第 k 个模块桥臂中点 A_k 和 B_k 对公共点 N_k 的电压。以电网电流正半周期进行分析, 假设 $L_1 = L_2$, 由于漏电流很小, 所以2个对称电感上产生的电压大小近似相等, 且均为 v_L , 由基尔霍夫电压定律可方程组(1):

$$\begin{cases} -v_{1a} + v_L + v_g + v_{C1} = 0 \\ -v_{1b} - v_L + v_{Cn} = 0 \\ -v_{1b} + v_{2a} - v_{C2} + v_{C1} = 0 \\ -v_{2b} + v_{3a} - v_{C3} + v_{C2} = 0 \\ \dots \\ -v_{(k-1)b} + v_{ka} - v_{Ck} + v_{C(k-1)} = 0 \\ \dots \\ -v_{(n-1)b} + v_{na} - v_{Cn} + v_{C(n-1)} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

整理方程组(1)可得:

$$\begin{cases} v_{C1} - v_{C2} = v_{1b} - v_{2a} \\ v_{C2} - v_{C3} = v_{2b} - v_{3a} \\ \dots \\ v_{C(k-1)} - v_{Ck} = v_{(k-1)b} - v_{ka} \\ \dots \\ v_{C(n-1)} - v_{Cn} = v_{(n-1)b} - v_{na} \\ v_{C1} + v_{Cn} = v_{1a} + v_{nb} - v_g \end{cases} \quad (2)$$

显然上述方程组(2)是一个 n 元线性方程组, 其系数矩阵 A 可表达为:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (3)$$

由于 $|A| \neq 0$, 由克拉默法则求得方程组的根为:

$$v_{Ck} = \sum_{i=1}^{k-1} \frac{v_{ia} - v_{ib}}{2} + \frac{v_{ka} + v_{kb}}{2} - \sum_{i=k+1}^n \frac{v_{ia} - v_{ib}}{2} - \frac{v_g}{2} \quad (4)$$

根据定义, 第 k 个模块的共模电压 v_{CM} 和差模电压 v_{DMk} 分别如式(5)和式(6)所示, 其中 $k = 1, 2, \dots, n$; $i = 1, 2, \dots, n$ 。

$$v_{CMk} = \frac{v_{ka} + v_{kb}}{2} \quad (5)$$

$$v_{DMk} = v_{ka} - v_{kb} \quad (6)$$

将式(5)和式(6)分别代入式(4), 整理可得:

$$v_{Ck} = \sum_{i=1}^{k-1} \frac{v_{DMi}}{2} + v_{CMk} - \sum_{i=k+1}^n \frac{v_{DMi}}{2} - \frac{v_g}{2} \quad (7)$$

由式(7)可知, 每个光伏电池的寄生电容电压为本模块的共模电压、其他模块的差模电压的一半以及电网电压的一半的代数和。其中, 本模块上面模块的差模电压符号为正, 本模块下面模块的差模电压符号为负(实际模块在空间上本无上下之分, 为了直观形象地解释寄生电容电压的组成成分, 按图1中模块的上下顺序理解)。寄生电容上流过的电流为:

$$i_{Ck} = C_{pvk} \frac{dv_{Ck}}{dt} \quad (8)$$

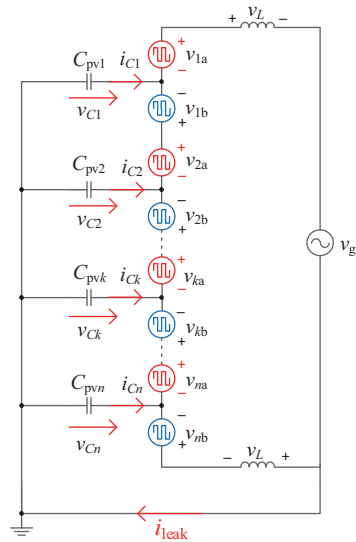


图2 单相级联H桥光伏并网逆变器等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of single-phase cascaded H-bridge
PV grid-connected inverter

假设所有寄生电容大小相等且均为 C_{pv} , 由图 2 可知, 系统漏电流 i_{leak} 为:

$$i_{leak} = \sum_{k=1}^n i_{Ck} \quad (9)$$

将式(8)代入式(9), 整理可得:

$$i_{leak} = C_{pv} \frac{d}{dt} \sum_{k=1}^n v_{Ck} \quad (10)$$

从式(10)可看出, 系统漏电流与寄生电容电压之和的变化率成正比。为了抑制系统漏电流, 可采取一定的调制策略保持电容电压之和恒定或为低频正弦量。也就是说, 降低寄生电容电压之和的变化率是抑制 CHB 光伏逆变器漏电流最有效的方法。

2 组合调制策略

2.1 改进的载波层叠调制

文献[14]提出一种抑制 2 个 H 桥模块漏电流的调制策略, 通过消除寄生电容电压之和的高频分量, 降低系统的漏电流。由式(4)可知, 当模块数 $n=2$ 时, 各模块寄生电容电压分别为:

$$\begin{cases} v_{C1} = \frac{v_{1a} + v_{1b}}{2} - \frac{v_{2a} - v_{2b}}{2} - \frac{v_g}{2} \\ v_{C2} = \frac{v_{1a} - v_{1b}}{2} + \frac{v_{2a} + v_{2b}}{2} - \frac{v_g}{2} \end{cases} \quad (11)$$

由于电网电压 v_g 是工频正弦量, 对漏电流的影响并不大, 先忽略电网电压的影响, 各个模块寄生电容电压分别为:

$$\begin{cases} v_{C1x} = \frac{v_{1a} + v_{1b}}{2} - \frac{v_{2a} - v_{2b}}{2} \\ v_{C2x} = \frac{v_{1a} - v_{1b}}{2} + \frac{v_{2a} + v_{2b}}{2} \end{cases} \quad (12)$$

由式(10)可知, 只要保持 $v_{C1x} + v_{C2x}$ 恒定, 就可有效抑制系统漏电流。表 1 列出了 CHB 光伏逆变器两个模块的开关状态表。可看出, 含有 2 个模块的 CHB 逆变器共有 16 种开关状态组合, 其中某些电平(如 $+v_{dc}$ 、 $-v_{dc}$ 及 0)含有冗余状态。文献[14]提出的 MPDPWM 调制策略, 首先对所有开关组合进行筛选, 选择 1010→1000→1100→0011→0001→0101 这几种开关组合。在此基础上对传统的 PDPWM 调制的调制波进行修改, 当调制波在负半周时, 对其加 1 转换为正值, 不但减少了载波数量而且保证在 1 个周期内仅使用上述选择的开关组

合, 因此可维持寄生电容电压之和 $v_{C1x} + v_{C2x}$ 恒定为 v_{dc} , 从而减小系统漏电流。

表 1 两个模块开关状态表

Table 1 Switch states of two modules

输出电平	$S_{11}/S_{13}/S_{21}/S_{23}$	$v_{C1x} + v_{C2x}$
$2v_{dc}$	1010	v_{dc}
v_{dc}	0010	0
	1110	v_{dc}
	1000	v_{dc}
	1011	$2v_{dc}$
0	0011	v_{dc}
	1100	v_{dc}
	1001	$2v_{dc}$
	0110	0
	1111	v_{dc}
	0000	0
$-v_{dc}$	0100	0
	0111	v_{dc}
	0001	v_{dc}
$-2v_{dc}$	1101	$2v_{dc}$
	0101	v_{dc}

注: v_{dc} —光伏组件两端的电压; v_{C1x} 、 v_{C2x} 见式(12)。

2.2 组合调制策略

文献[14]提出的 MPDPWM 调制策略抑制漏电流的效果较好, 但不能扩展到多个模块, 很大程度上限制了级联 H 桥光伏逆变器的应用场景。基于此调制策略的局限性, 本文提出一种 MPDPWM 与 CPSPWM 组合的调制策略。当模块数为偶数时可保持寄生电容电压之和为工频正弦量, 降低了寄生电容电压之和的变化率, 从而有效抑制漏电流。

若 CHB 逆变器的 H 桥模块数为 $n=4m$, 从上至下每 2 个相邻模块为一个子单元, 上下对称位置的 2 个子单元组成一个小组, 因此每个小组包括对称位置的 2 个子单元, 共 4 个 H 桥, 如图 3a 所示。每个子单元按照上述 MPDPWM 调制策略, 每个小组内 2 个子单元的驱动信号对应保持一致, 保证对称位置的 2 个 H 桥模块输出的差模电压相等, 小组之间采用 CPSPWM 调制, 载波移相角度为 $2\pi/(m)$, 可保证系统输出多电平。对于该调制策略, 显然满足以下关系式:

$$v_{DMi} = v_{DM(4m+1-i)} \quad (13)$$

$$v_{CMi} = v_{CM(4m+1-i)} \quad (14)$$

由于相邻模块采用上述的 MPDPWM 调制策略,可得表达式为:

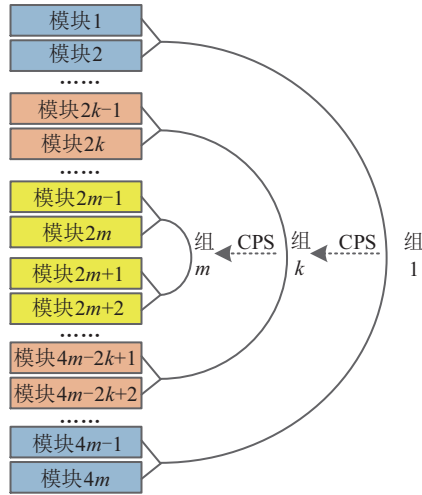
$$v_{C(2k-1)} + v_{C(2k)} = \sum_{i=1}^{2(k-1)} v_{DMi} + v_{dc} - \sum_{i=2k+1}^{4m} v_{DMi} - v_g \quad (15)$$

因此,寄生电容电压之和 v_{total1} 和漏电流 i_{leak1} 分别如式(16)和式(17)所示:

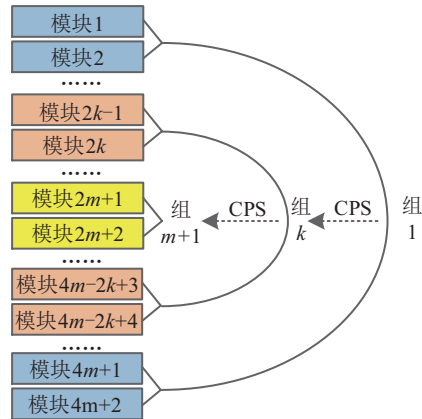
$$v_{total1} = \sum_{i=1}^n v_{Ci} = 2m v_{dc} - 2m v_g \quad (16)$$

$$i_{leak1} = C_{pv} \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^n v_{Ci} = -2m C_{pv} \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^n v_g \quad (17)$$

若 CHB 逆变器的 H 桥模块数为 $n = 4m + 2$, 从上至下每 2 个相邻模块为 1 个子单元, 上下对称位置的 2 个子单元组成一个小组, 最后剩余的 1 个子单元独自构成一个小组。因此, 系统共有 m 个 2 单



a. $4m$ 个模块组合调制策略示意图



b. $4m+2$ 个模块组合调制策略示意图

图3 组合调制策略框图

Fig. 3 Schematic diagram of hybrid modulation strategy

元小组和 1 个 1 单元小组, 如图 3b 所示。每个子单元按照上述 MPDPWM 调制策略, 每个小组内 2 个子单元的驱动信号对应保持一致(最后一个小组除外), 保证对称位置的 2 个 H 桥模块输出的差模电压相等, 小组之间采用 CPSPWM 调制, 载波移相角度为 $2\pi/(m+1)$, 可保证系统输出多电平。

显然, 式(15)也适用, 因此寄生电容电压之和 v_{total2} 及系统漏电流 i_{leak2} 的表达式分别为:

$$v_{total2} = \sum_{i=1}^n v_{Ci} = (2m+1)v_{dc} - (2m+1)v_g \quad (18)$$

$$i_{leak2} = C_{pv} \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^n v_{Ci} = -(2m+1)C_{pv} \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^n v_g \quad (19)$$

综合式(16)~式(19)可知, 当 CHB 逆变器的模块数为偶数时, 即 $n = 2l$ (其中 l 为任意正整数), 寄生电容电压之和及系统漏电流的表达式为:

$$v_{total} = \sum_{i=1}^n v_{Ci} = l v_{dc} - l v_g \quad (20)$$

$$i_{leak} = C_{pv} \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^n v_{Ci} = -l C_{pv} \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^n v_g \quad (21)$$

综上所述, CHB 逆变器的模块数为偶数时, 采用 MPDPWM 与 CPSPWM 组合的调制策略, 可使寄生电容电压之和为工频正弦量, 降低寄生电容电压之和的变化率, 从而有效地减小系统漏电流。

以 8 个模块为例, 对所提出的组合调制策略进行分析, 如图 4 所示。8 个模块可分为 2 个小组, 第 1 个小组包括模块 1、2、7 和 8, 第 2 个小组包括模块 3、4、5 和 6。第 1 个小组与第 2 个小组的载波之间相移角度为 π , 以保证 H 桥交流侧输出多电平。

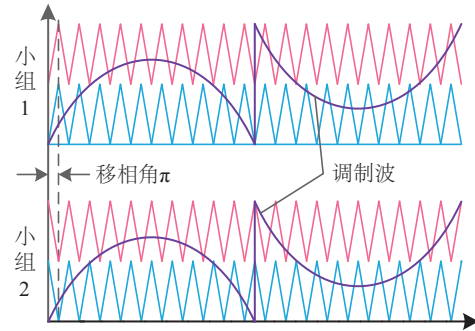


图4 8个模块组合调制策略原理图

Fig. 4 Schematic diagram of hybrid modulation strategy with 8 modules

3 仿真验证

为验证所提方案的有效性, 以 8 个 H 桥模块为

例进行仿真研究,并与载波移相调制策略进行对比。仿真参数为:直流电源电压为 36 V,电网电压有效值为 160 V,直流侧电容为 27.2 mF,电感 $L_1=L_2=1.5$ mH,寄生电容为 50 nF,开关频率为 2 kHz。

图 5a 为采用传统的 CPSPWM 调制策略时寄生电容的电压之和以及系统漏电流的波形。可看出,寄生电容电压之和含有高频分量,系统漏电流峰值接近 1 A,有效值为 377 mA。图 5b 为采用本文所提出的组合调制策略时寄生电容的电压之和以及系统漏电流的波形。可看出,寄生电容的电压之和基本上为正弦波,系统漏电流的有效值仅有 16 mA。相比于载波移相调制策略,漏电流的有效值降低了 95.76%。图 5c 为电网电压和电网电流的波形,系统实现了单位功率因数并网,且电网电流质量较好。

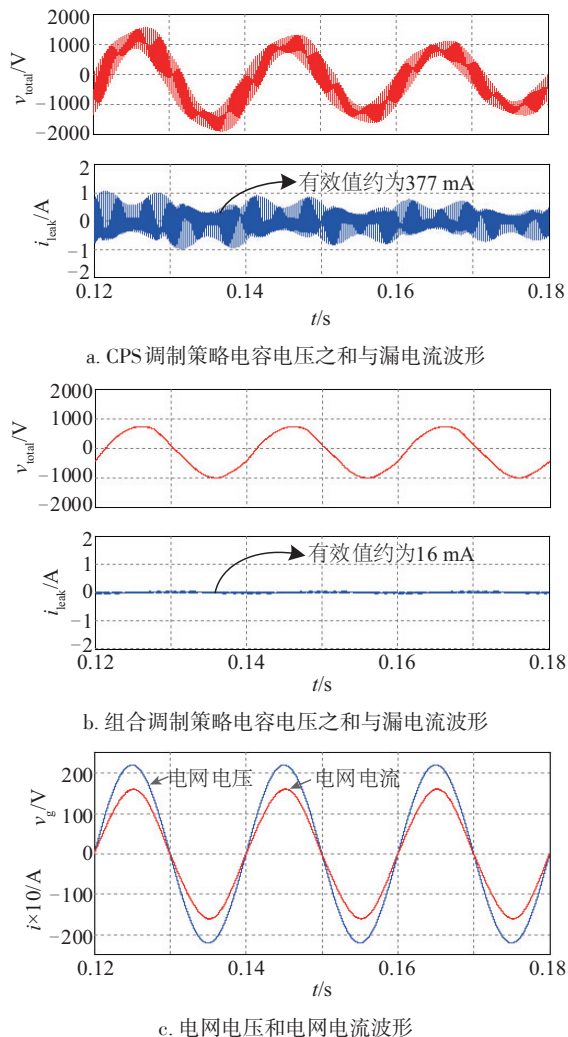


图 5 8 个模块 CPS 调制策略与组合调制策略仿真波形

Fig. 5 Simulation waveforms of CPS modulation strategy and hybrid modulation strategy with 8 modules

4 实验验证

为验证本文提出方案的可行性和有效性,搭建了系统实验平台,并与传统的载波移相调制进行对比研究。如图 6 所示,实验平台由主控电路板和 8 个 H 桥电路板组成,使用 TMS320F28335 作为主控板的控制芯片,TMS320F28035 作为 H 桥板的控制芯片,板与板之间采用 CAN 通信,具体实验参数如表 2 所示。

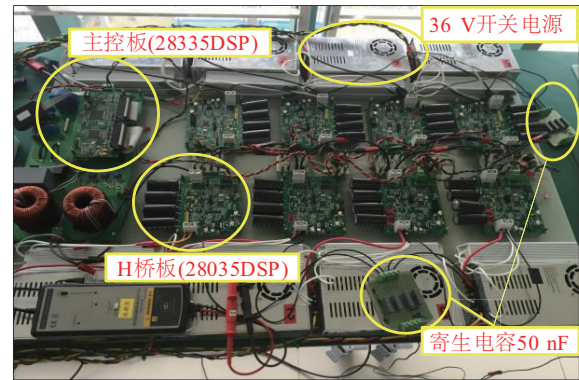


图 6 单相级联 H 桥逆变器实验平台

Fig. 6 Experimental platform of single-phase cascaded H-Bridge inverter

表 2 实验参数

Table 2 Experiment parameters

参数	数值
额定功率/kW	1.6
电网电压/V	160(RMS)
开关电源/V	36
开关频率/kHz	2
直流侧电容/mF	6.8(江海电容 4 个)
滤波电感/mH	1.5(2 个)
寄生电容/nF	50(安规电容)

注:RMS 代表有效值。

图 7 为一个子单位的实验结果。图 7a 是子单位的开关驱动波形, S_{1a} 为第 1 个 H 桥左桥臂上管驱动信号, S_{1b} 为第 1 个 H 桥右桥臂上管驱动信号, S_{2a} 为第 2 个 H 桥左桥臂上管驱动信号, S_{2b} 为第 2 个 H 桥右桥臂上管驱动信号。可看出,系统仅使用 1010→1000→1100→0011→0001→0101 这几种开关组合,显然可抑制漏电流,这与理论分析一致。

图 7b 为每个子单元的交流侧输出波形, 为五电平的阶梯波。

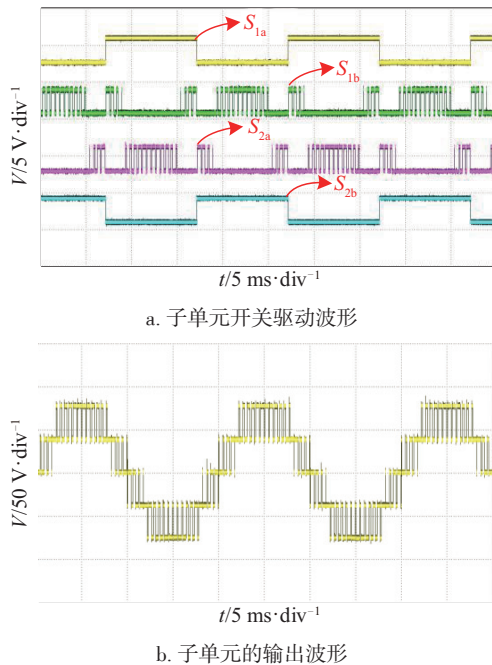


图 7 子单元的驱动信号以及输出波形

Fig. 7 Subcell drive signals and output waveforms

图 8 为含有 8 个 H 桥模块的 CHB 光伏并网逆变器的输出波形。其中, 图 8a 为电网电压和电网电流的波形, 系统实现了单位功率因数并网, 且电网电流质量较好。图 8b 为采用所提出的组合调制策略时 H 桥交流侧输出波形, H 桥交流侧共九种电平, 相比于载波移相调制会牺牲一定的电平数。图 8c 为采用所提出的组合调制策略时漏电流波形, 漏电流有效值为 26.993 mA, 峰值小于 100 mA。图 8d 为采用传统的载波移相调制策略时漏电流波形, 漏电流的有效值为 510.902 mA, 峰值大于 1 A。相比于载波移相调制策略, 所提出的组合调制策略可把漏电流有效值降低 94.72%, 且满足 VDE-0126-1-1 标准中漏电流低于 30 mA 的要求。

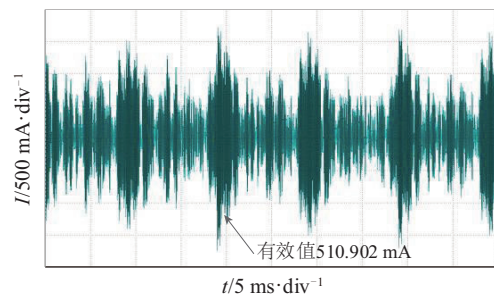
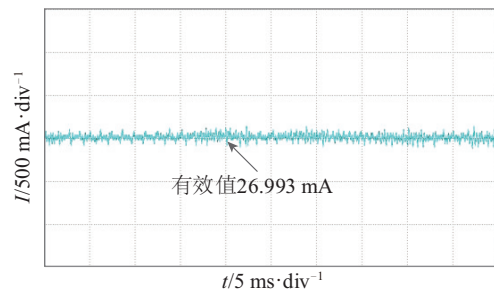
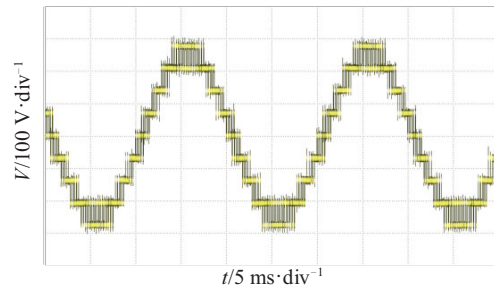
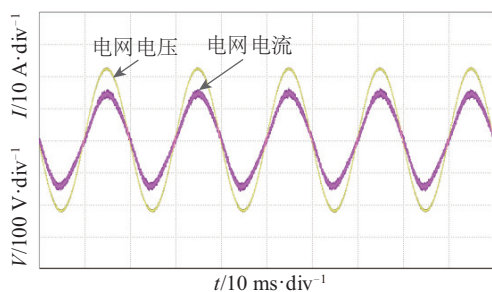


图 8 2 种调制策略下 8 个模块的实验结果

Fig. 8 Experimental result with eight modules in two modulation strategy

5 结 论

本文详细分析单相非隔离型级联 H 桥光伏逆变器漏电流的特点与影响因素, 并得出通过调制策略抑制漏电流的一般思路。在此基础上, 提出一种 MPDPWM 与 CPSPWM 组合调制策略, 不仅使所有光伏组件寄生电容电压之和的高频分量相互抵消, 有效抑制系统漏电流, 而且有利于系统扩展和模块化设计。其原理简单且易于实现, 具有一定工程应用价值。然而, 由于对称位置的两个 H 桥使用相同的调制波, 因此 MPPT 需要 2 块光伏板协调实现。

[参考文献]

- [1] Daher S, Schmid J, Antunes F, et al. Multilevel inverter topologies for stand-alone PV systems[J]. IEEE

- Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(7): 2703—2712.
- [2] Rodriguez J, Lai J-S, et al. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724—738.
- [3] Malinowski M, Gopakumar K, Rodriguez J. A survey on cascaded multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2197—2206.
- [4] 张 兴, 曹仁贤. 太阳能光伏并网发电及其逆变控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010, 97—103.
- [4] Zhang Xing, Cao Renxian. Solar photovoltaic grid connected power generation and its inverter control[M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2010, 97—103.
- [5] Hernandez J, Vidal P, Medina A. Characterization of the insulation and leakage currents of PV generators: Relevance for human safety[J]. Renewable Energy, 2010, 35(3): 593—601.
- [6] 崔文峰. 具有共模漏电流抑制能力的单相无变压器型光伏逆变技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2014.
- [6] Cui Wenfeng. Topologies and control of single-phase transformerless PV inverters[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2014.
- [7] Wu Weiyang, Guo Xiaoqiang. A review of novel leakage current suppression techniques for transformerless photovoltaic inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 1—8.
- [8] Guo xiaoqiang, Jia Xiayu, Lu Zhigang. Single phase cascaded H5 inverter with leakage current elimination for transformerless photovoltaic system[A]. Applied Power Electronics Conference and Exposition[C], Long Beach, CA, 2016.
- [9] Yan Zhou, Li Hui. Analysis and suppression of leakage current in cascaded multilevel inverter based PV systems[J]. IEEE Transactions Power Electronics, 2014, 29(10): 5265—5277.
- [10] Lai Rixin, Harfman M, et al. Analysis and suppression of a common mode resonance in the cascaded H-bridge multilevel inverter[A]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition[C], Atlanta, GA, 2010.
- [11] Vazquez G, Martinez-Rodriguez P, Sosa J, et al. A modulation strategy for single-phase HB-CMI to reduce leakage ground current in transformer-less PV applications[A]. IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE[C], Vienna, Austria, 2013.
- [12] Selvamuthukumar R, Garg A, Gupta R. Hybrid multicarrier modulation to reduce leakage current in a transformerless cascaded multilevel inverter for photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions Power Electronics, 2015, 30(4): 1779—1783.
- [13] Dong Dong, Luo Fang, Boroyevich D, et al. Leakage current reduction in a single-phase bidirectional AC/DC full-bridge inverter[J]. IEEE Transactions Power Electronics, 2012, 27(10): 4281—4291.
- [14] 王付胜. 抑制两H桥级联逆变器漏电流的调制方法[P]. 中国: CN105450059A, 2015-12-22.
- [14] Wang Fusheng. Modulation method to suppress leakage current of two H-bridge cascaded inverter[P]. China: CN105450059A, 2015-12-22.

A METHOD OF SUPPRESSING LEAKAGE CURRENT OF CASCADED H-BRIDGE BASED ON HYBRID MODULATION STRATEGY OF MPDPWM AND CPSPWM

Zhao Tao¹, Zhang Xing¹, Wang Fusheng¹, Xu Jun², Gu Yilei²

(1. School of Electrical Engineering & Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Sungrow Power Supply CO., LTD., Hefei 230088, China)

Abstract: To reduce the leakage current, this paper proposes a hybrid modulation strategy combined with modified phase disposition pulse width modulation (MPDPWM) and carrier phase shifting pulse width modulation (CPSPWM), which can make the high-frequency component of parasitic capacitance of PV cell offset each other to suppress system leakage current effectively by using PDPWM and reserve the advantage of modularity by using CPSPWM. Simulation and experimental results verify the effectiveness of the proposed solution.

Keywords: CHB; PV inverter; leakage current; hybrid modulation strategy