

非隔离型三相三电平光伏逆变器的共模电流抑制

张兴, 邵章平, 王付胜, 刘萍

(合肥工业大学电气与自动化工程学院, 安徽省 合肥市 230009)

Leakage Current Reduction for Transformerless Three-phase Three-level Photovoltaic Inverters

ZHANG Xing, SHAO Zhangping, WANG Fusheng, LIU Ping

(School of Electric Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, Anhui Province, China)

ABSTRACT: Aiming at leakage current reduction for transformerless three-phase three-level photovoltaic inverters, this paper proposed the common mode model of three-level inverters. Then a kind of improved LCL filter, where the capacitor common point was linked to the DC neutral point, was used to eliminate the leakage current. However, this improved LCL filter changes the mechanism of the neutral-point potential. Traditional algorithms, such as the distribution factor algorithm, are no longer applicable. Therefore, in order to control the neutral-point potential, the distribution factor algorithm was improved and a new generalized distribution factor algorithm was proposed in this paper. Experimental results demonstrate the availability and correctness of the theoretical analysis and algorithm.

KEY WORDS: PV inverter; transformerless inverter; improved LCL filter; leakage current; neutral-point potential balancing; distribution factor

摘要: 针对非隔离型三相三电平光伏逆变器的共模电流问题, 在分析三电平共模等效模型的基础上, 采用改进型 LCL 滤波器, 将滤波电容公共点接回到直流侧中性点, 滤除寄生电容电压的高频分量, 使共模电流大幅衰减。改进型 LCL 滤波器改变了三电平直流侧中点不平衡的机理, 传统中点平衡算法, 如分配因子法不再适用, 为此, 对分配因子法进行修正, 提出广义的分配因子法, 使中点电位得到有效地控制。实验证明了理论分析和算法的正确性。

关键词: 光伏逆变器; 非隔离型逆变器; 改进型 LCL 滤波器; 共模电流; 中点平衡控制; 分配因子

0 引言

光伏发电是未来世界电力的主要来源^[1-2], 随着光伏系统容量的不断增加, 对逆变器的成本、效率

和可靠性的要求也越来越高。非隔离型三相三电平光伏逆变器耐压等级高, 输出电压更接近正弦波, 电压畸变率低, 谐波含量小, dv/dt 小^[3], 并且省去了笨重的工频变压器或者复杂的高频变压器, 系统的结构变得简单, 体积小、成本低、效率高^[4-7], 在光伏并网发电系统中得到广泛应用。但是, 无变压器结构使得太阳能电池板和电网有了电气连接, 共模电流会大幅增加, 带来传导和辐射干扰, 进网电流谐波和损耗的增加, 危及设备和人员安全^[8-9]。因此研究非隔离型三相三电平光伏逆变器共模电流的抑制方法具有重要意义。

为充分理解非隔离型三电平光伏逆变器的共模电流特性, 文献[10]针对单相桥式三电平并网逆变器, 建立共模电流等效模型, 得出共模电压为恒定值的结论, 从而有效减小了共模电流, 但是该结论在三相系统中并不成立; 文献[11]研究了三电平光伏逆变器的共模特性, 在论证和总结共模电流抑制途径的基础上, 结合电路实际提出进一步增强三电平光伏逆变器共模电流抑制性能的补偿措施, 但是所提出的基于电路参数匹配方式的抑制方案很难应用到工程实践中; 文献[12]提出一种改进型 LCL 滤波器, 将滤波电容公共点接回到直流侧中性点, 有效抑制了高频共模电压和共模电流, 并应用到两电平电机变频调速领域, 但没有考虑光伏系统共模等效模型和三电平的特殊性。

另外, 由于将滤波电容公共点接回到三电平逆变器的直流侧中性点, 改进型 LCL 滤波器改变了直流侧中点不平衡的机理。目前常见的中点平衡控制法有滞环控制法^[13-16]和分配因子法^[17-18]等, 滞环控制法是一种定性粗略的抑制方法, 并且抑制效果与

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51077034)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51077034).

功率因数有很大的关系,功率因数越低,抑制效果越不理想;分配因子法利用直流电容电压和三相电流的信息,通过调整冗余小矢量对的时间实现对中点电流的精确控制,简单易行,控制精确,有利于数字化实现。但是滞环控制法和分配因子法均没有考虑改进型 LCL 滤波器的特殊性,其中点平衡控制的效果会受到影响,甚至会降低输出电流的质量。

本文深入研究非隔离型三相三电平光伏逆变器的共模特性,建立三电平共模等效模型,分析共模电流的激励源,将改进型 LCL 滤波器应用到三相三电平光伏系统中,使共模电流大幅衰减;分析改进型 LCL 滤波器对中点电位的影响,然后对分配因子法进行修正,提出广义的分配因子法,使中点电位得到有效地控制;最后通过实验说明改进型 LCL 滤波器对非隔离型三相三电平光伏逆变器共模电流抑制的有效性,及广义的分配因子法的正确性。

1 三相三电平逆变器共模等效模型

非隔离型三相三电平光伏逆变器的结构如图 1 所示,其中:寄生参数 C_{PV} 为太阳能电池板对大地的分布电容,取决于电池板面积、土壤性质、空气湿度和安装方式等因素^[1]; u_{PV1} 和 u_{PV2} 分别为正、负母线寄生电容电压; LCL 滤波器中 L 为桥臂滤波电感; L_g 为网侧滤波电感; C_f 为滤波电容; N 为三相滤波电容的公共点; O 为直流侧中性点; n 为电网中性点;经过 n 流向大地的电流 i_{cm} 为共模电流;传统 LCL 滤波器滤波电容的公共点 N 点与直流侧中性点 O 没有直接电气连接。

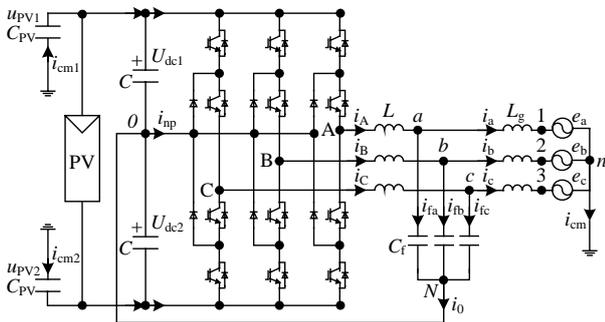


图 1 非隔离型三相三电平光伏逆变器

Fig. 1 Transformerless three-phase three-level photovoltaic inverter

根据基尔霍夫电压定律建立三相回路方程为

$$\begin{cases} u_{A0} = L di_A / dt + L_g di_a / dt + e_a + u_{n0} \\ u_{B0} = L di_B / dt + L_g di_b / dt + e_b + u_{n0} \\ u_{C0} = L di_C / dt + L_g di_c / dt + e_c + u_{n0} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{J0} 为 J 相桥臂输出电压; i_J 为 J 相桥臂电流; i_j 为 J 相网侧电流; e_j 为 J 相电网电压; $J=A,B,C$; $j=a,b,c$ 。考虑电网是三相对称系统,由式(1)可得

$$\sum_{J=A,B,C} u_{J0} = \sum_{J=A,B,C} L \frac{di_J}{dt} + \sum_{j=a,b,c} L_g \frac{di_j}{dt} + 3u_{n0} \quad (2)$$

由于 N 点与 O 点没有直接的电气连接,滤波电容 C_f 不会流过零序电流,可得共模电流 i_{cm} 的表达式,如下所示:

$$i_{cm} = \sum_{J=A,B,C} i_J = \sum_{j=a,b,c} i_j \quad (3)$$

共模电流 i_{cm} 也可看作流经正母线的共模电流 i_{cm1} 和流经负母线的共模电流 i_{cm2} 之和,即

$$i_{cm} = i_{cm1} + i_{cm2} = 2C_{PV} \frac{du_{PV}}{dt} \quad (4)$$

式中 u_{PV} 为正、负母线寄生电容电压的平均值。由式(4)可得

$$u_{PV} = \frac{1}{2C_{PV}} \int i_{cm} dt \quad (5)$$

电网中性点 n 与直流侧中点 O 的电压差 u_{n0} 的表达式为

$$\begin{cases} u_{n0} = u_{PV1} + U_{dc1} \\ u_{n0} = u_{PV2} - U_{dc2} \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可得

$$u_{n0} = u_{PV} + \frac{1}{2}(U_{dc1} - U_{dc2}) \quad (7)$$

将式(3)、(5)、(7)代入式(2)可得

$$\sum_{J=A,B,C} u_{J0} = (L + L_g) \frac{di_{cm}}{dt} + \frac{3}{2} \left(\int i_{cm} dt + U_{dc1} - U_{dc2} \right) \quad (8)$$

共模电压 u_{cm} 是三相桥臂输出电压的算数平均值,即

$$u_{cm} = \frac{1}{3} \sum_{J=A,B,C} u_{J0} \quad (9)$$

定义直流电压差模分量 $U_{dm} = U_{dc1} - U_{dc2}$, 并将 U_{dm} 和式(9)代入式(8), 可得

$$u_{cm} = (L + L_g) \frac{1}{3} \frac{di_{cm}}{dt} + \frac{1}{2C_{PV}} \int i_{cm} dt + \frac{1}{2} U_{dm} \quad (10)$$

由式(10)可得非隔离型三相三电平光伏逆变器的共模等效模型,如图 2 所示。

从图 2 可以看出,非隔离型三相三电平光伏逆变器的共模等效模型中存在两个激励源:

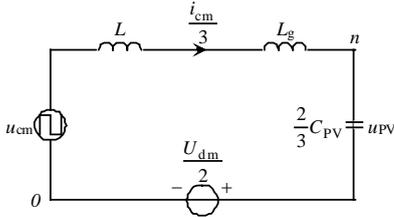


图2 三电平逆变器共模等效模型

Fig. 2 Common mode model of three-level inverter

- 1) 三电平逆变器直流电压差模分量 $0.5U_{dm}$ 。
- 2) 三电平逆变器的共模电压 u_{cm} 。

三电平逆变器直流电压的差模分量 $0.5U_{dm}$ 是由中线电流对正负母线电容充放电的不均衡造成的^[18]，其对共模电流的影响可以通过中点平衡控制策略来间接抑制。

三电平逆变器的共模电压 u_{cm} 含有低频分量和高频分量，低频分量是为完成某种性能指标而注入零序分量所产生的低频谐波，产生的共模电流小，可以忽略；高频分量包括开关频率 f_c 以及附近的谐波，以及 $2f_c$ 、 $3f_c$ 等及其附近的谐波^[19]，是产生共模电流的主要因素。

2 改进型 LCL 滤波器对共模电流的抑制

改进型 LCL 滤波器将滤波电容公共点 N 和直流侧中性点 O 相连，如图 1 所示。根据基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律，可得

$$\begin{cases} u_{J0} = L \frac{di_J}{dt} + \frac{1}{C_f} \int i_{fj} dt \\ \sum_{J=A,B,C} i_J = \sum_{j=a,b,c} i_{fj} + i_{cm} \end{cases} \quad (11)$$

式中 i_{fj} 为 J 相滤波电容电流。定义三相滤波电容电流之和为 i_0 ，由式(11)可得

$$u_{cm} = L \frac{1}{3} \frac{d(i_{cm} + i_0)}{dt} + \frac{1}{3C_f} \int i_0 dt \quad (12)$$

联合图(2)和式(12)可得采用改进型 LCL 滤波器时非隔离型三相三电平光伏逆变器的共模等效模型，如图 3 所示。

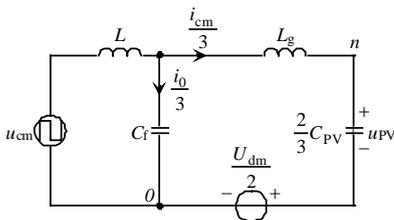


图3 改进型 LCL 滤波器共模等效模型

Fig. 3 Common mode model with improved LCL filter

直流电压的差模分量 $0.5U_{dm}$ 可通过中点平衡控制策略来抑制，所以考虑共模电压 u_{cm} 对共模电流的影响时， $0.5U_{dm}$ 不予考虑。由图 3 可得寄生电容电压 u_{PV} 对共模电压 u_{cm} 的传递函数 $H(s)$ 为

$$H(s) = \frac{3}{\frac{2}{3} LL_g C_f C_{PV} s^4 + (LC_f + \frac{2}{3} LC_{PV} + \frac{2}{3} L_g C_{PV}) s^2 + 1} \quad (13)$$

考虑到太阳能电池板对大地的分布电容 C_{PV} 较小，一般为 $50 \sim 150 \text{ nF/kW}$ ^[4]，而三电平逆变器在开关频率较低的情况下，仍可获得较小谐波的输出特性，所以可得下式：

$$|\frac{2}{3} L_g C_{PV} s^2| \ll 1 \quad (14)$$

所以式(13)可以化简为

$$H(s) = \frac{3}{(LC_f + \frac{2}{3} LC_{PV} + \frac{2}{3} L_g C_{PV}) s^2 + 1} \quad (15)$$

由式(15)可以看出，采用改进型 LCL 滤波器后， $H(s)$ 是二阶系统，可得出 $H(s)$ 谐振频率满足以下关系式

$$\tau = \frac{\omega_{res}}{\omega_{res1}} = \sqrt{\frac{\lambda}{[1 + \frac{2}{3}(1 + \lambda)\eta](1 + \lambda)}} \quad (16)$$

式中： ω_{res} 为 $H(s)$ 谐振频率； ω_{res1} 为 LCL 滤波器谐振频率； $\lambda = L_g/L$ 为电感比； $\eta = C_{PV}/C_f$ 为共模电容比； τ 为谐振频率比。根据式(16)，可得谐振频率比 τ 与电感比 λ 和共模电容比 η 之间的关系曲线，如图 4 所示。

从图 4 可以看出，无论电感比 λ 和共模电容比 η 如何变化，谐振频率比 τ 始终小于 1，所以只要优化设计改进型 LCL 滤波器的参数 L 、 L_g 和 C_f ，使

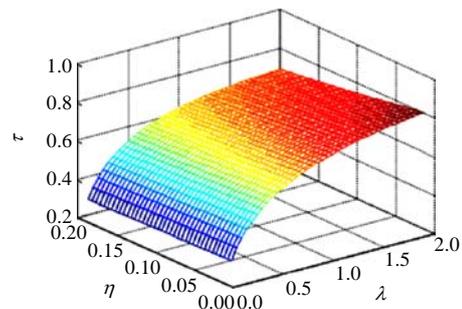


图4 谐振频率比与电感比和共模电容比的关系曲线

Fig. 4 Resonant frequency ratio curve between inductance ratio and common-mode capacitance ratio

$H(s)$ 的谐振频率 ω_{res} 接近 LCL 滤波器的谐振频率 ω_{res1} , 就可以滤除寄生电容电压的高频分量, 又可以避免在主要谐波附近发生谐振。

图 5 所示为谐振频率比 $\tau=0.6$ 、开关频率 $f_c=1700\text{Hz}$ 时传统 LCL 滤波器和改进型 LCL 滤波器寄生电容电压 FFT 分析的对比图, 图中: n 为载波比, u_n 为 n 次谐波电压的有效值。从图 5 可以看出, 采用改进型 LCL 滤波器后, 寄生电容电压的高频分量大幅衰减。

寄生电容电压的高频分量是产生共模电流的主要因素, 所以改进型 LCL 滤波器可以有效地抑制非隔离型三相三电平光伏逆变器的共模电流。

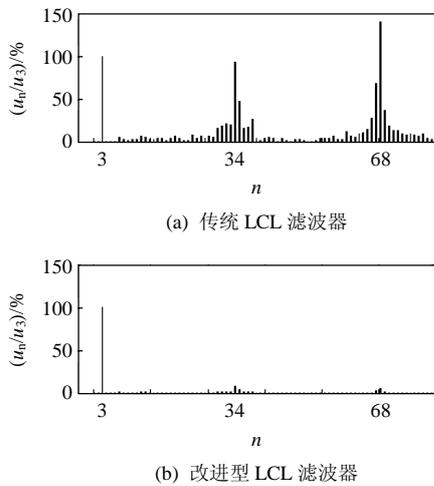


图 5 寄生电容电压的 FFT 分析

Fig. 5 FFT analysis of parasitic capacitance voltage

3 基于改进型 LCL 滤波器的中点平衡控制

3.1 传统中点平衡控制简述

直流侧中点电位不平衡是三电平逆变器的一个固有问题, 会增加输出的低次谐波含量和功率器件的电压应力, 另外从图 2 的共模等效模型可以看出, 中点电位不平衡也是共模电流的激励之一, 所以需要进行有效的控制。

三电平空间矢量图如图 6 所示, 空间矢量可以分为零矢量、小矢量(内六边形顶点)、中矢量(外六边形中点)和大矢量(外六边形顶点), 其中零矢量和小矢量存在冗余状态。大矢量和零矢量对中点电位没有影响, 中矢量对中点电位的影响是不可控的, 冗余小矢量对中点电位的影响刚好相反。传统的中点平衡算法正是利用这一特性, 实现中点电位的平衡^[13-18]。

在诸多传统的中点平衡算法中, 滞环控制法和分配因子法应用较为广泛。滞环控制法是一种定性

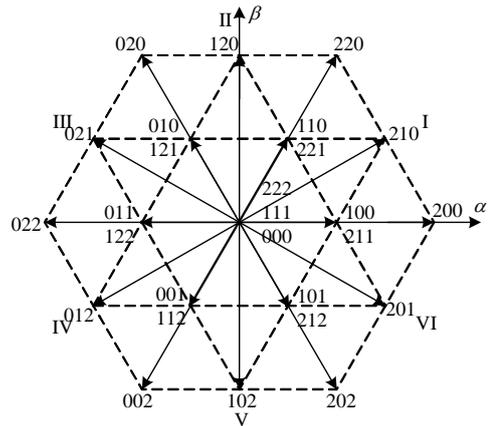


图 6 空间状态矢量图

Fig. 6 Space voltage vector with their switching states

粗略的抑制方法, 并且抑制效果与功率因数有很大的关系, 功率因数越低, 抑制效果越不理想; 分配因子法简单易行, 控制精确, 所以成为目前主流的中点平衡控制方法。

3.2 改进型 LCL 滤波器对中点电位的影响

改进型 LCL 滤波器可以有效地抑制高频共模电流, 但是由于将滤波电容公共点接回到直流侧中性点, 改进型 LCL 滤波器改变了直流侧中点不平衡的机理, 具体表现在两个方面。

1) 采用改进型 LCL 滤波器后, 三电平逆变器三相桥臂电流均存在零序分量, 三者之和不为零, 这影响了冗余小矢量作用时的中线电流。如 100 和 211 构成一对冗余小矢量, 小矢量 100 作用时 A 相桥臂箝位于中点, 如图 7(a)所示, 中线电流 $i_{np0}=i_A$; 小矢量 211 作用时 B、C 相桥臂箝位于中点, 如图 7(b)所示, 中线电流 i_{np7} 为

$$i_{np7} = i_B + i_C = i_0 - i_A \neq -i_{np0} \quad (17)$$

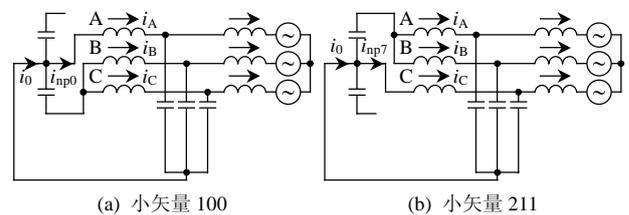


图 7 冗余小矢量作用时的中线电流

Fig. 7 Neutral current of redundant small vectors

从式(17)可以看出, 采用改进型 LCL 滤波器后, 冗余小矢量作用时的中线电流并非完全相反。

2) 改进型 LCL 滤波器导致了零序电流 i_0 注入到直流侧中性点, 此时直流侧中点电位并非由中线电流 i_{np} 唯一决定, 而是由中线电流 i_{np} 和注入的零序电流 i_0 共同决定, 即流出中点的电荷 Q_{np} 满足以

下关系式

$$Q_{np} = \int (i_{np} - i_0) dt \quad (18)$$

综上所述可知,改进型 LCL 滤波器改变了直流侧中点不平衡的机理。分配因子法简单易行,控制精确,但是如果不考虑上述两方面的影响,其中点平衡控制的效果会受到影响,甚至会降低输出电流的质量。

下文对分配因子法进行修正,提出一种广义的分配因子法。

3.3 广义的分配因子法的实现

3.3.1 冗余小矢量作用时中线电流的修正

用开关函数 S_J 表示 J 相桥臂开关状态, 2、1、0 分别对应桥臂正、零、负电平输出的状态。对于任一相桥臂, 当此相桥臂箝位于中点, 即 $S_J=1$ 时, 此相电流会通过箝位二极管流过中线, 所以中线电流 i_{np} 可表示为

$$i_{np} = (1 - |S_A - 1|)i_A + (1 - |S_B - 1|)i_B + (1 - |S_C - 1|)i_C = i_0 - |S_A - 1|i_A - |S_B - 1|i_B - |S_C - 1|i_C \quad (19)$$

零序电流 i_0 的存在, 是式(19)与传统中线电流表达式^[17]的本质区别。将冗余小矢量带入式(19)中, 可得采用改进型 LCL 滤波器后, 冗余小矢量作用时中线电流修正后的表达式, 如表 1 所示。

表 1 修正后小矢量作用时的中线电流

Tab. 1 Improved neutral current of small vectors

正小矢量	中线电流	负小矢量	中线电流
100	i_A	211	$i_0 - i_A$
221	i_C	110	$i_0 - i_C$
010	i_B	121	$i_0 - i_B$
122	i_A	011	$i_0 - i_A$
001	i_C	112	$i_0 - i_C$
212	i_B	101	$i_0 - i_B$

另外, 将大矢量、中矢量和零矢量带入式(19)中, 得到的中线电流表达式与文献[20]中的结论一致, 本文不再细说。

3.3.2 广义的分配因子法

根据式(18)可知, 流出中点的电荷 Q_{np} 由中线电流 i_{np} 和零序电流 i_0 共同决定, 按照图 6 将空间矢量图分为 6 个扇区, 对图 8 所示的第 I 扇区进行分析, 求解出第 I 扇区的电荷 Q_{np} , 然后根据对称性, 可得整个空间矢量图电荷 Q_{np} 的情况。

当参考电压矢量落在图 8 第一扇区的 B 三角形中, 根据最近三矢量法的合成原则, 输出电压矢量的次序为 100-200-210-211-210-200-100, 具体三相

输出时序如图 9 所示。

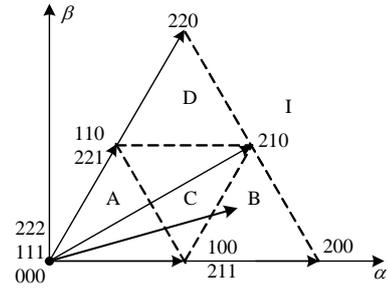


图 8 第 I 扇区参考矢量的合成

Fig. 8 Vector approach for desired vector in sector I

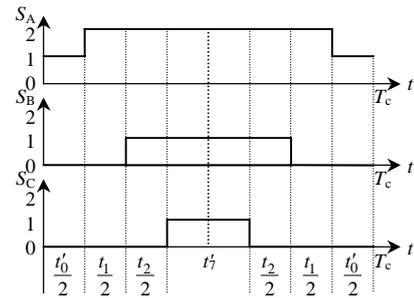


图 9 B 三角形输出电压矢量时序图

Fig. 9 The timing diagram of output voltage vectors in triangle B

定义图 9 矢量 100、200、210 和 211 作用时间分别是 t'_0 、 t_1 、 t_2 和 t'_7 , 对应的中线电流分别是 i_{np0} 、 i_{np1} 、 i_{np2} 和 i_{np7} , 开关周期为 T_c 。为实现冗余小矢量作用时间的重新分配, 引入分配因子 f , 并令冗余小矢量作用时间 t'_0 和 t'_7 满足以下关系式

$$\begin{cases} t'_0 = 0.5(1 + f)t_0 \\ t'_7 = 0.5(1 - f)t_0 \end{cases} \quad (20)$$

式中 t_0 为总的冗余小矢量作用时间。

由式(18)并考虑图 9 三相输出电压矢量的次序, 可得当参考矢量位于第一扇区 B 三角形中时, 一个开关周期 T_c 流出中点的电荷 Q_{np} 为

$$Q_{np} = \int_0^{T_c} (i_{np} - i_0) dt = i_{np0}t'_0 + i_{np1}t_1 + i_{np2}t_2 + i_{np7}t'_7 - i_0T_c \quad (21)$$

式中: $i_{np0} = i_A$; $i_{np1} = 0$; $i_{np2} = i_B$; $i_{np7} = i_0 - i_A$; 第一扇区其他三角形可按照式(19)和表 1 推出。

每个开关周期两个直流电容电压偏差是 U_{dm} , 此时中点储存的电荷 Q_{np0} 为

$$Q_{np0} = CU_{dm} \quad (22)$$

为了控制中点电位趋于平衡, 要求一个开关周期内对中点的充放电相等, 即

$$Q_{np} = Q_{np0} \quad (23)$$

联立式(20)—(23)可得满足中点电位平衡的分配因子 f 的表达式为

$$f = \frac{CU_{dm} - i_{np1}t_1 - i_{np2}t_2 - \frac{i_{np0} + i_{np7}}{2}t_0 + i_0T_c}{\frac{i_{np0} - i_{np7}}{2}t_0} \quad (24)$$

根据式(24)得出的分配因子, 可以实现精确调整冗余小矢量的时间分配, 以达到中点电位平衡的目的。式(24)是以第 I 扇区为例推导的, 根据对称性, 对于其他扇区同样适用。

分配因子 f 是以 $Q_{np} = Q_{np0}$ 为条件得出的, 但实际上分配因子还受到调制波幅值的限制, 必须满足约束条件: $0 \leq f \leq 1$ 。在此约束条件下, 中点电位的不平衡可以完全得到抑制; 当分配因子不满足约束条件, 中点电位的不平衡可以得到改善, 但不能得到完全抑制。

值得注意的是, 当 $i_0 = 0$ 时, 式(24)与文献[17]的分配因子表达式一致, 即式(24)的求解过程可以看作是广义的分配因子法。广义的分配因子法, 不仅对改进型 LCL 滤波器适用, 对传统的 L 滤波器、LCL 滤波器也同样适用, 应用范围更为广泛。

4 实验结果

4.1 实验平台介绍

为了验证改进型 LCL 滤波器对共模电流抑制的有效性以及广义的分配因子法的正确性, 在实验室搭建了 10kW 的非隔离型三相三电平光伏逆变器样机, 样机的主要参数如表 2 所示。

表 2 10kW 非隔离型三电平光伏逆变器样机参数
Tab. 2 Parameters of transformerless three-level photovoltaic inverter rated 10 kW

参数	数值	参数	数值
控制芯片	TMS320F28335	桥臂电感/mH	1
直流电压/V	700~800	网侧电感/mH	0.5
电网电压/V	380	滤波电容/ μ F	120
工频频率/Hz	50	直流电容/ μ F	1 600
开关频率/Hz	1 700	寄生电容/ μ F	1

为了方便实验测试, 用光伏模拟器模拟太阳能电池板, 并且正负母线对地分别接 1μ F 高压瓷片电容模拟太阳能电池板的寄生电容。

4.2 共模电流抑制的验证

图 10 和图 11 分别为采用传统 LCL 滤波器和改进型 LCL 滤波器寄生电容电压和共模电流的实验波形。对比图 10(a)和图 11(a), 采用改进型 LCL 滤

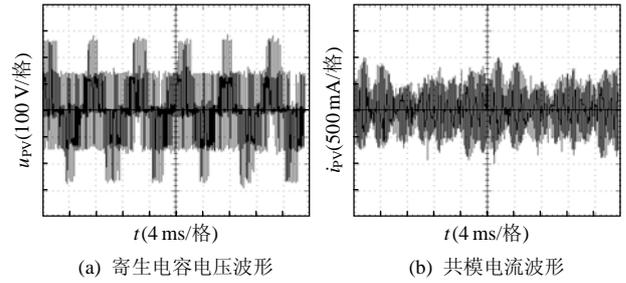


图 10 传统 LCL 滤波器下寄生电容电压和共模电流波形
Fig. 10 Waveform of parasitic capacitance voltage and leakage current with traditional LCL filter

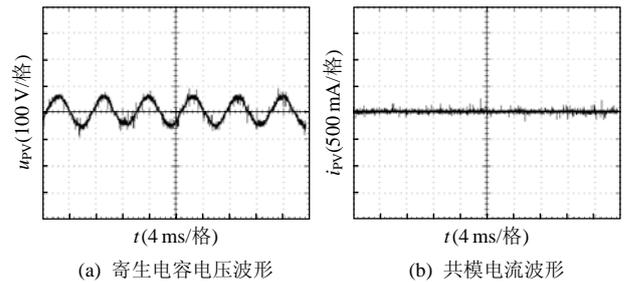


图 11 改进型 LCL 滤波器寄生电容电压和共模电流波形
Fig. 11 Waveform of parasitic capacitance voltage and leakage current with improved LCL filter

波器后, 寄生电容电压只含有共模电压的低频成分, 高频成分被完全滤除, 与理论分析完全一致; 对比图 10(b)和图 11(b), 采用改进型 LCL 滤波器后, 共模电流大幅降低。

4.3 广义的分配因子法的验证

图 12 和图 13 分别为传统分配因子法和广义的分配因子法的直流侧中点电位、零序电流和桥臂电流的波形。由图 12 可知, 采用传统分配因子法时中点电位有较大的波动, 而且零序电流很大, 桥臂电流严重畸变; 由图 13 可知, 采用广义的分配因子法, 中点电位的波动得到了明显改善, 而且零序电流幅值较小, 桥臂电流的畸变大大降低。

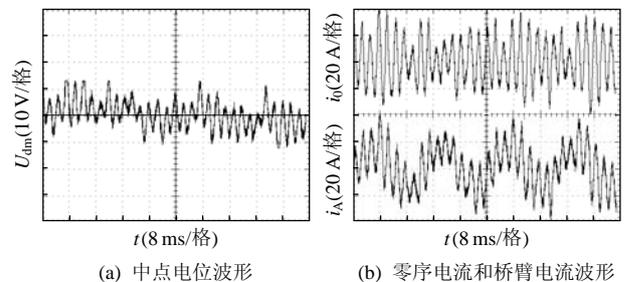


图 12 传统的分配因子法中点电位、零序电流和桥臂电流的波形
Fig. 12 Waveform of neutral-point potential, zero sequence current and bridge-arm current with traditional distribution factor algorithm

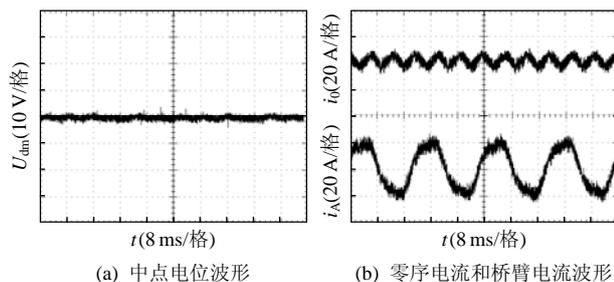


图 13 广义的分配因子法中点电位、零序电流和桥臂电流的波形

Fig. 13 Waveform of neutral-point potential, zero sequence current and bridge-arm current with generalized distribution factor algorithm

5 结论

本文建立了非隔离型三相三电平光伏逆变器共模等效模型,分析了产生共模电流的激励源,采用改进型 LCL 滤波器,将滤波电容公共点和直流侧中性点相连,滤除寄生电容电压的高频分量,有效抑制了共模电流。分析了改进型 LCL 滤波器影响中点侧中点电位不平衡的机理,对分配因子法进行修正,提出广义的分配因子法。实验结果表明,采用改进型 LCL 滤波器后,三电平逆变器的共模电流大幅衰减;采用广义的分配因子法后,直流侧中点电位得到了有效地控制。

参考文献

- [1] Myrzik J M A, Calais M. String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems: a review[C]//IEEE Bologna Power Tech Conference. Bologna, Italy: IEEE, 2003: 8.
- [2] Dan B. Japan takes the lead[J]. Solar Today, 2005, 19(5): 20-23.
- [3] Nabae A N, Takahashi, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1981, IA-17(5): 518-523.
- [4] Kerekes T, Teodorescu R, Borup U. Transformerless photovoltaic inverters connected to the grid[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference. Anaheim: IEEE, 2007: 1733-1737.
- [5] Lopez O, Teodorescu R, Freijedo F, et al. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application[C]//IEEE Power Engineering Society General Meeting. Tampa, Florida: IEEE, 2007: 140-147.
- [6] 王宝诚, 郭小强, 梅强, 等. 无变压器非隔离型光伏并网逆变器直流注入控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(36): 23-28.
Wang Baocheng, Guo Xiaoqiang, Mei Qiang, et al. DC injection control for transformerless PV grid-connected

- inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(36): 23-28(in Chinese).
- [7] 肖华锋, 谢少军, 陈文明, 等. 非隔离型光伏并网逆变器漏电流分析模型研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 9-14.
Xiao Huafeng, Xie Shaojun, Chen Wenming, et al. Study on leakage current model for transformerless photovoltaic grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 9-14(in Chinese).
- [8] Schmidt H, Siedle C, Ketterer J. Inverter for transforming a DC voltage into an AC current or an AC voltage. Germany, EP1369985(A2)[P]. 2003-12-10.
- [9] Kerekes T, Teodorescu R, Liserre M. Common mode voltage in case of transformerless PV inverters connected to the grid[C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Cambridge, UK: IEEE, 2008: 2390-2395.
- [10] Roberto G, Eugenio G, Jesus L, et al. Transformerless single-phase multilevel-based photovoltaic inverter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2008, 55(7): 2694-2702.
- [11] 肖华锋, 杨晨, 谢少军. NPC 三电平并网逆变器共模电流抑制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 23-29.
Xiao Huafeng, Yang Chen, Xie Shaojun. NPC three-level grid-connected inverter with leakage current suppression[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33): 23-29(in Chinese).
- [12] 姜艳姝, 马洪飞, 陈希有, 等. 一种新颖的用于减小电机终端共模 dv/dt 的逆变输出滤波器[J]. 电机与控制学报, 2002, 6(2): 123-127.
Jiang Yanshu, Ma Hongfei, Chen Xiyu, et al. A novel inverter output filter for reducing motor terminal common-mode dv/dt [J]. Electric Machines and Control, 2002, 6(2): 123-127(in Chinese).
- [13] 吴洪洋, 何湘宁. 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 10-15.
Wu Hongyang, He Xiangning. Relationship between multilevel carrier-based PWM and SVPWM and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 10-15(in Chinese).
- [14] 姚文熙, 吕征宇, 费万民, 等. 一种新的三电平中点电位滞环控制法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 92-96.
Yao Wenxi, Lü Zhengyu, Fei Wanmin, et al. A new three-level neutral point potential hysteresis-band control[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 92-96(in Chinese).
- [15] 林磊, 邹云屏, 王展, 等. 一种具有中点平衡功能的三

- 电平异步电机直接转矩控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 46-50.
- Lin Lei, Zou Yunping, Wang Zhan, et al. A DTC algorithm of induction motors fed by three-level inverter with neutral-point balancing control[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(3): 46-50(in Chinese).
- [16] 唐健, 邹旭东, 余煦, 等. 三相四线制三电平三桥臂有源滤波器中点平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(24): 40-48.
- Tang Jian, Zou Xudong, She Xu, et al. A research on neutral-point potential balancing control strategy for three-phase four-wire tri-level three-leg APFs[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(24): 40-48(in Chinese).
- [17] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100.
- Song Wenxiang, Chen Guocheng, Wu Hui, et al. A novel SVPWM strategy and its implementation considering neutral-point potential balancing for three-level NPC inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 95-100(in Chinese).
- [18] 张志, 谢运祥, 乐江源, 等. 二极管钳位型单相三电平逆变器空间矢量脉宽调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(27): 62-68.
- Zhang Zhi, Xie Yunxiang, Le Jiangyuan, et al. Study of SVPWM method for single-phase three-level diode-clamped inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(27): 62-68(in Chinese).
- [19] 王毅, 李和明, 石新春, 等. 多电平 PWM 逆变电路谐波分析与输出滤波器设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 78-82.
- Wang Yi, Li Heming, Shi Xinchun, et al. Harmonic analysis and output filter design for multilevel PWM inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 78-82(in Chinese).
- [20] Celanovic N, Boroyevich D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, 15(2): 242-249.



张兴

收稿日期: 2012-09-05。

作者简介:

张兴(1963), 男, 教授, 博士生导师, 目前主要从事大型光伏并网发电、大功率风力发电用并网变流器及轻型直流输电等方面的研究, honglf1@ustc.edu.cn;

邵章平(1986), 男, 博士研究生, 主要研究方向为新能源发电技术, 403603678@qq.com;

王付胜(1976), 男, 副教授, 主要研究方向为新能源发电技术;

刘萍(1986), 女, 博士研究生, 主要研究方向为新能源发电技术。

(责任编辑 吕鲜艳)

《中国电机工程学报》入选“2012 中国最具国际影响力学术期刊”

新年伊始, 据中国学术期刊(光盘版)电子杂志社(CNKI)最新统计, 《中国电机工程学报》入选“2012 中国最具国际影响力学术期刊”, 在 176 种进入该名单的中英文期刊中, SCI 收录的期刊 87 种, 非 SCI 收录期刊 89 种。《学报》排名 96 位, 是动力与电力领域唯一一种进入此奖项的期刊。

“2012 中国最具国际影响力学术期刊”以《中国学术期刊国际引证报告(2012)》给出的期刊国际影响力指标进行综合排序, 再由专家依综合排序按入选条件评审, 遴选出备选总刊数的 Top5%。《中国学术期刊国际引证报告(2012)》是中国学术期刊(光盘版)电子杂志社(CNKI)、中国科学文献计量评价研究中心联合清华大学图书馆以中国大陆正式出版的 5025 种中英文学术期刊为研究对象, 将 Web of Science 收录的国际学术文献作为统计源, 以 2011 年为统计年发布的。

统计分析结果表明, 从定量分析的角度看, 我国已有一批非 SCI 科技期刊的国际影响力达到或超过了 SCI 收录的中国期刊, 我国学术期刊整体“走出去”已经初见成效。《中国电机工程学报》在此国际浪潮下, 将不负重望, 再接再厉, 将我国优秀电力科研论文推向国际, 树立我国电力科研的良好国际形象, 为我国电力科研及期刊走向国际贡献力量。