

并联 T 型三电平逆变器环流抑制和中点平衡控制策略研究

孙向东, 武生祥, 张琦, 任碧莹, 陈桂涛

(西安理工大学自动化学院, 陕西省 西安市 710048)

Circulating Current Suppression and Neutral-Point Balance Control for Parallel Three-level T-type Grid-Connected Inverters

SUN Xiangdong, WU Shengxiang, ZHANG Qi, REN Biying, CHEN Guitao

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shanxi Province, China)

ABSTRACT: In high-power applications, paralleling three-level T-type inverters (3LT²Is) with common ac and dc sides is an effective method to increase the power rating. However, the zero-sequence circulating current (ZSCC) will occur when independent space-vector pulse-width modulation (SVPWM) is employed, which results in current distortion and system loss increasing. Also, the coupling problem of the circulating current and neutral-point (NP) potential will increase the difficulty of the ZSCC suppression. In this paper, the principle of ZSCC control loops is analyzed for parallel 3LT²Is using the conventional symmetric SVPWM method. Besides, to balance NP potential, neutral-point balance distribution factor is introduced to the ZSCC control loops, which realizes the ZSCC suppression and NP balance control at the same time. Simulation results validate the proposed control strategy.

KEY WORDS: three-level T-Type inverters; parallel; zero-sequence circulating current suppression; neutral-point (NP) balance control

摘要: 在大功率应用场合, T 型三电平逆变器共交直流母线并联是提高系统功率等级的一种有效方法,但是各并联逆变器采用独立的空间矢量脉宽调制(space-vector pulse-width modulation, SVPWM)时会产生零序环流。零序环流会引起逆变器输出电流畸变和损耗的增加。此外,中点电位与零序环流的耦合问题使得并联 T 型三电平逆变器的零序环流更加难以抑制。本文详细分析了一种基于空间矢量脉宽调制的并联 T 型三电平逆变器中零序环流控制器的工作原理。此外,为了平衡中点电位,在零序环流控制器中引入中点平衡分配因子,实现了零序环流和中点平衡的协调控制。仿真结果验证了所提控制策略的有效性。

基金项目: 国家自然科学基金项目(51577155)资助。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (No.51577155).

关键词: T 型三电平逆变器; 并联; 零序环流抑制; 中点平衡控制

1 引言

T 型三电平逆变器相对于两电平逆变器拓扑,具有输出电压谐波含量低、开关管电压应力小、更小的电磁干扰等优点。和传统二极管箝位型三电平逆变器相比,器件更少、损耗更小、功率损耗分布更加均衡^[1]。单台 T 型三电平逆变器容量有限,难以满足光伏并网发电系统大功率的应用场合,逆变器并联成为分布式发电的重要选择。逆变器并联虽然能够提高系统容量和可靠性,但是存在的环流通道会导致严重的零序环流。零序环流会增加系统损耗,引起并网电流畸变,使功率开关管承受电流应力不均衡,严重影响使用寿命^[2-3]。因此,研究 T 型三电平并网逆变器零序环流抑制方法具有重要意义。

抑制环流最基本的方法是利用硬件阻断环流通路,即并网逆变器使用独立的直流母线电压或交流侧经多绕组隔离变压器并联等方法^[4-6],该方法虽然能抑制零序环流,但是增加了系统的成本和体积。文献[7]建立了两电平并联逆变器的平均模型,阐明了零序环流产生的原因并提出了一种调节零矢量的零序环流控制器,文献[8-9]采用零序环流控制器或者无差拍控制器调节空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)中的零矢量来调节零序环流,但是在三电平拓扑下,为了获得更好的直流母线电压利用率和更低的并网电流谐波畸变率,零矢量很少采用。

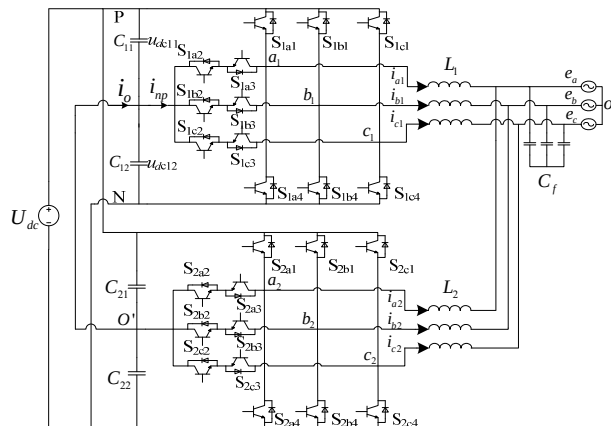
中点电位波动是 T 型三电平逆变器的固有问题,

中点电位的不平衡会增加输出电压低频谐波含量，同时会导致功率开关器件承受的电压应力不一致。此外，逆变器并联时中点电压不平衡会影响共模电压幅值，进而影响零序环流。因此，研究并联 T 型三电平逆变器的中点平衡具有重要意义。

文献[10]提出了一种使平均零序电压(averaged zero-sequence voltage, AZSV)相等来抑制零序环流的方法，但是该方法没有考虑调节因子受到限幅时对零序环流与中点平衡的影响。文献[11]通过分析零序环流与共模电压之间的关系，提出了一种零共模电压调制方法，即仅采用两个中矢量与一个零矢量(2M1ZV)来控制零序环流，但是该方法比传统的最近三矢量法谐波畸变率高，且中点平衡采用硬件实现增加了系统成本和体积。文献[12-13]提出了基于改进型 LCL 滤波器多机 T 型三电平逆变器的并联方案，高频环流得到有效抑制，但是低频零序环流与中点平衡相互耦合，仅采用零序环流注入的方法难以同时实现零序环流与中点平衡得到有效控制。文献[14]分析了共模电压与零序环流的关系，并对比了不同脉宽调制(pulse-width modulation, PWM)方法对应的零序环流峰值，最终选定了载波相移 180 度的低零序环流调制方法，但该方法应用在三电平逆变器中需考虑中点平衡的影响。文献[15]分析了 P-TYPE 小矢量和 N-TYPE 小矢量对零序环流与中点平衡的作用效果，在此基础上提出了一种可减小开关损耗的零序环流与中点平衡的控制方法，但是该方法在冗余矢量对零序环流与中点平衡作用方向相反的情况下，选取其中较大值抑制的方法不够准确，完全使用 P-TYPE 小矢量或 N-TYPE 小矢量很难将中点平衡与零序环流控制在较好的一个平衡点。

为此，本文提出一种新型的 SVPWM 方法抑制零序环流的同时可以实现中点平衡控制。首先建立了并联 T 型三电平逆变器数学模型，在此基础上分析了两台逆变器冗余矢量作用时间不同时对零序环流的影响，并设计了零序环流控制器来抑制零序环流。零序环流控制器的本质为通过调节两台逆变器冗余矢量作用时间，改变两台逆变器的共模电压差值，从而控制零序环流的移动方向。最后，采用分配因子计算方法，在零序环流控制器中加入中点平衡分配因子，在不影响零序环流抑制的情况下实现零序环流与中点平衡的协调控制。通过仿真验证了本文所提算法的正确性和有效性。

2 三相 T 型三电平并网逆变器并联平均模型



$$v_{cmj} - L_j \frac{di_{zj}}{dt} = v_{OO'} \quad (5)$$

由式(5)可得逆变器零序环流的平均模型为^[14]

$$(L_1 + L_2) \cdot \frac{di_{z1}}{dt} = v_{cm1} - v_{cm2} \quad (6)$$

由式(6)可知零序环流为两台逆变器的共模电压之差与电感的比值对时间的积分。

3 T型三电平并网逆变器环流抑制

3.1 T型三电平并网逆变器零序环流分析

三电平逆变器共有 27 个电压空间矢量：3 个零矢量、12 个小矢量、6 个中矢量和 6 个大矢量，其中小矢量和零矢量都存在冗余矢量。定义共模电压标幺值为

$$v_{cm}^* = v_{cm} / \frac{U_{dc}}{6} \quad (7)$$

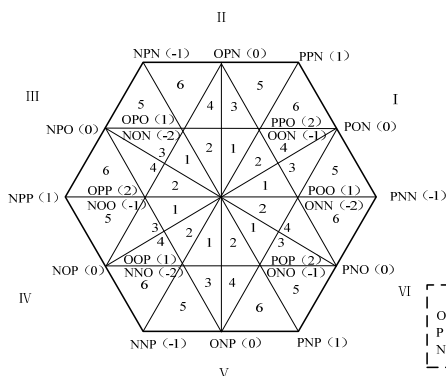


图 2 空间矢量图

将 T 型三电平逆变器的空间矢量图划分为 6 个大扇区，一个大扇区划分为 6 个小扇区，括号中为每个矢量对应的共模电压标幺值，如图 2 所示。

两台逆变器均采用传统 7 段式 PWM 波发生方法，为了减少逆变器的输出谐波含量，采用“最近三矢量”合成原则，首发矢量为负小矢量，例如参考矢量位于第一扇区第 6 小区时，矢量序列为

OON-PON-PPN-PPO-PPN-PON-OON

以第一扇区第 6 小区为例，分析逆变器并联时冗余小矢量作用时间对零序环流的影响。定义第 j 台逆变器负小矢量 OON 作用时间为 $y_j t_0$ (y_j 为冗余矢量调节因子)，正小矢量 PPO 作用时间为 $(1-y_j) t_0$ ，中矢量 PON 作用时间为 t_1 ，大矢量 PPN 作用时间为 t_2 。

下面分析两台逆变器首发小矢量作用时间不同时对零序环流的影响。图 3、图 4 分别为 $y_1 < y_2$ 和 $y_1 > y_2$ 时两台逆变器的开关状态示意图，分析时

忽略两台逆变器参考电压矢量角度、幅值偏差。

(1) 当 $y_1 < y_2$ 时，两台逆变器开关状态如图 3 所示，由图可知一个开关周期内两台逆变器共模电压差 $v_{cm1} - v_{cm2}$ 为：两台逆变器开关状态相同的部分，共模电压差为 0，开关状态不相同的部分共模电压差为 $U_{dc}/6$ ，作用时间为 $3(y_1 - y_2) \cdot t_0$ 。因此，一个开关周期内逆变器 1 与逆变器 2 的整体共模电压之差大于 0，根据式(6)可知， i_{z1} 朝大于 0 的方向移动。

(2) 当 $y_1 > y_2$ 时，两台逆变器开关状态如图 4 所示，由图可知一个开关周期内两台逆变器共模电压差为：两台逆变器开关状态相同的部分，共模电压差为 0，开关状态不相同的部分共模电压差为 $-U_{dc}/6$ ，作用时间为 $3(y_1 - y_2) \cdot t_0$ 。因此，一个开关周期内逆变器 1 与逆变器 2 的整体共模电压之差小于 0，根据式(6)可知， i_{z1} 朝小于 0 的方向移动。

由以上分析可知，零序环流与并联逆变器的共模电压之差有关，而共模电压差的大小可以通过调节两台逆变器负小矢量作用时间来实现，由此实现了零序环流方向的控制。

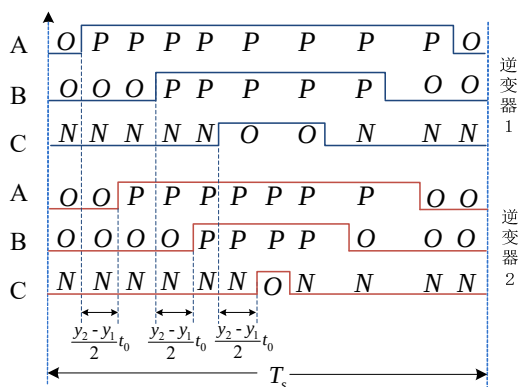


图 3 $y_1 < y_2$

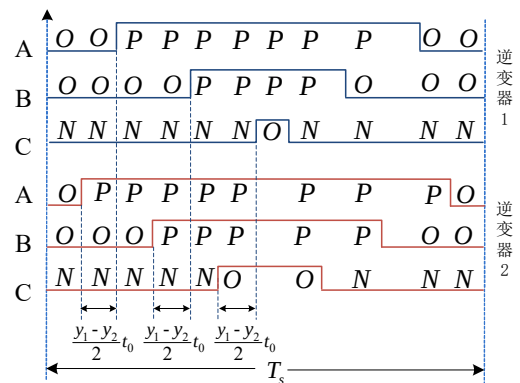


图 4 $y_1 > y_2$

3.2 T型三电平并网逆变器零序环流控制器作用机理分析

零序环流控制框图如图 5 所示， i_{z2} 作为逆变器 1

零序环流控制器的反馈值,同时 i_{z1} 作为逆变器 2 零序环流控制器的反馈值。零序环流反馈值与给定参考电流 0 比较,经 PI 调节器和限幅处理后,得到两台逆变器首发小矢量的作用时间。通过调节两台逆变器首发小矢量作用时间,便可以达到控制零序环流的目的。下面具体分析零序环流控制器的工作原理。

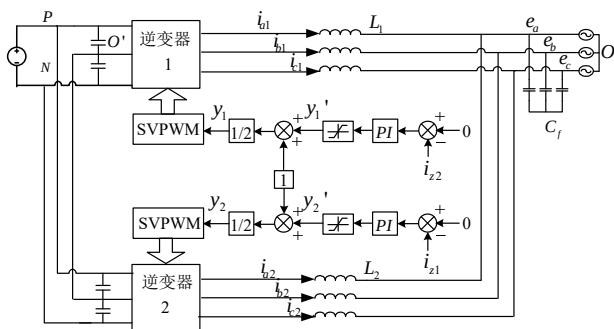


图 5. 零序环流控制框图

以逆变器 1 的零序环流 i_{z1} 作为参考对象,将零序环流分为 $i_{z1} < 0$ 和 $i_{z1} > 0$ 两种情况。

(1) $i_{z1} < 0$

由于并联逆变器零序环流大小相等、方向相反,所以若 $i_{z1} < 0$,则 $i_{z2} > 0$ 。 i_{z2} 作为反馈与零序电流参考值 0 做差后,经过 PI 调节器及 $(-1,1)$ 限幅后得到 y_1' ,为了将调节因子控制在 $(0,1)$ 范围内,需进一步处理 y_1' ,令 $y_1 = (y_1' + 1)/2$,可知此时 y_1 的取值范围是 $(0,0.5)$,同理可知 y_2 的取值范围是 $(0.5,1)$ 。由于 $y_1 < y_2$,由前面的分析可知,零序环流 i_{z1} 朝大于 0 的方向移动。

(2) $i_{z1} > 0$

同理,若 $i_{z1} > 0$,则 $i_{z2} < 0$ 。根据之前的分析,容易得出此时 y_1 的取值范围是 $(0.5,1)$, y_2 的取值范围是 $(0,0.5)$ 。由于 $y_1 > y_2$,零序环流 i_{z1} 朝小于 0 的方向移动。

4 中点平衡控制

本文采用分配因子法来实现 T 型三电平逆变器中点电位平衡^[16]。用开关函数 S_k 表示 k 相桥臂开关状态,1、0、-1 分别表示对应桥臂输出正、零、负电平。对于任意一相桥臂,当开关状态为 0 时,此相桥臂与中点相连,对中点电位产生影响。所以,中线电流 i_{np} 可以表示为

$$i_{np} = (1 - |S_a|)i_a + (1 - |S_a|)i_a + (1 - |S_a|)i_a = 3i_z - |S_a|i_a - |S_b|i_b - |S_c|i_c \quad (8)$$

以第一台逆变器的第一扇区第 6 小区为例,定义 OON、PON、PPN、PPO 作用时间分别为 $f_{NP} \cdot t_0$ 、 $(1 - f_{NP}) \cdot t_0$ 、 t_1 和 t_2 ,对应中点电流分别为 i_{np00} 、 i_{np01} 、 i_{np1} 和 i_{np2} 。根据式 (8),可得一个开关周期 T_s 内流入中点的电荷为

$$Q_{np} = \int_0^{T_s} (i_{np} - i_o) dt \quad (9)$$

$$= i_{np00}y_1t_0 + i_{np1}t_1 + i_{np2}t_2 + i_{np01}(1 - y_1)t_0 - i_oT_s$$

根据式(8), $i_{np00} = 3i_z - i_c$, $i_{np01} = i_c$, $i_{np1} = i_b$, $i_{np2} = 0$ 。上式中, i_{np} 为流出中点的电流, i_o 为流入中点的电流 (如图 1 所示)。

设逆变器 1 的上电容电压为 u_{dc11} ,下电容电压为 u_{dc12} ,一个开关周期内电容电压偏离为

$$\Delta U = u_{dc12} - u_{dc11} \quad (10)$$

假设 $C_{11} = C_{12} = C$,则一个周期内中点的充放电电荷为

$$Q_{np0} = C\Delta U \quad (11)$$

为了控制中点电位,必须使一个周期内的充放电电荷相等

$$Q_{np} = Q_{np0} \quad (12)$$

由式(12)可以计算出中点平衡的分配因子 f_{NP} 为

$$f_{NP} = \frac{Q_{np0} + i_oT_s - i_{np01}t_0 - i_{np1}t_1 - i_{np2}t_2}{(i_{np00} - i_{np01})t_0} \quad (13)$$

根据式(13)计算出的分配因子,可以实现中点平衡的精准控制,需要注意的是由于电流 i_o 取值较为复杂且对中点影响较小,可以不考虑其对中点电位的影响。式(13)是基于第一扇区第 6 小区推导的,对于其它扇区此公式仍然适用。

5 零序环流与中点平衡间的协调控制

两台逆变器共享直流侧中点,因此,对于两台逆变器只需控制其中一台逆变器的中点电位,即可实现中点平衡的精准控制。由式(13)计算出第一台逆变器的中点平衡调节因子 f_{NP} ,将其限幅到 $[0,1]$ 范围内后,令

$$y_1 = f_{NP} \quad (14)$$

由于 y_1 被重新赋值,此时 y_1 与 y_2 的大小关系可能发生改变,为了不影响零序环流控制, y_2 由下式得出

$$y_2 = f_{z2} - f_{z1} + f_{NP} \quad (15)$$

其中, f_{z1} 、 f_{z2} 分别为逆变器 1 和逆变器 2 的零序环流调节因子, 当 y_1 - y_2 和 f_{z1} - f_{z2} 极性相同时, 零序环流可以得到有效调节。根据以上分析, 新的零序环流与中点平衡协调控制框图如图 6 所示。

需要注意的是, 为满足调节因子作用范围, 此时 y_2 的值同样需要限幅。此外, 当中点平衡调节因子限幅在 0 或 1 时, 零序环流控制器可能失去作用, 可以适当调节平衡因子的作用范围, 以保证零序环流控制器不受影响。例如, 当中点平衡调节因子 f_{NP} 限幅至 1, 且 $f_{z2}-f_{z1}>0$ 时, 此时 $y_1=y_2=1$, 零序环流控制器失去调节作用, 需修改中点平衡调节因子作用时间, 可以令

$$\begin{cases} y_1 = f_{NP} - \Delta t \\ y_2 = f_{z2} - f_{z1} + f_{NP} - \Delta t \end{cases} \quad (16)$$

Δt 为人为加入以保证零序环流控制器作用时间不受影响的调节因子, $0 \leq \Delta t \leq 0.5$; Δt 越大, 零序环流调节器受限越小, 中点平衡调节能力越弱, 实际应用时无需很大, 便可实现零序环流和中点平衡的协调控制。

同理, 当中点平衡调节因子 f_{NP} 限幅至 0, 且 $f_{z2}-f_{z1}<0$ 时, 可以令

$$\begin{cases} y_1 = f_{NP} + \Delta t \\ y_2 = f_{z2} - f_{z1} + f_{NP} + \Delta t \end{cases} \quad (17)$$

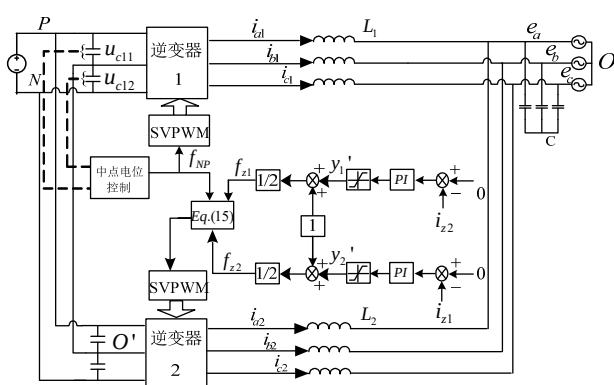


图 6 零序环流与中点平衡间协调控制框图

6 仿真分析

6.1 仿真参数

为了验证本文所提方法的有效性, 在 MATLAB/Simulink 环境下搭建了仿真模型, 仿真参数如下: 直流母线电压 $U_{dc}=600V$; 相电压

$e_a/e_b/e_c=220V/50Hz$; 开关频率 $f_s=10kHz$; 滤波电感 $L_1=5mH, L_2=6mH$; 滤波电容 $C_f=10\mu F$ 。

6.2 仿真结果及分析

为了验证中点平衡控制的有效性, 令上下直流母线电容电压初始偏差为 60V。未加零序环流控制时的波形如图 7 所示, 可以看出, 由于零序环流的存在, 引起并网电流畸变。加入零序环流抑制和中点平衡控制后的仿真波形如图 8 所示, 图 8(a)为直流侧上下电容电压波形, 图 8(b)为零序环流和 A 相并网电流波形。由图 8(a)可以看出, 加入零序环流抑制和中点平衡控制后, 中点电位在很短时间内就得到了控制, 且波动非常小; 由图 8(b)可以看出, 并联逆变器零序环流很小, 明显得到抑制, A 相并网电流有很好的正弦度, 验证了所提方法的有效性。

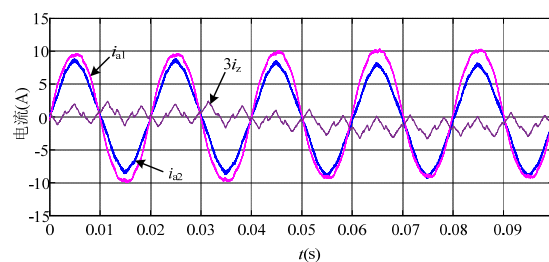


图 7 未加零序环流控制时的仿真结果

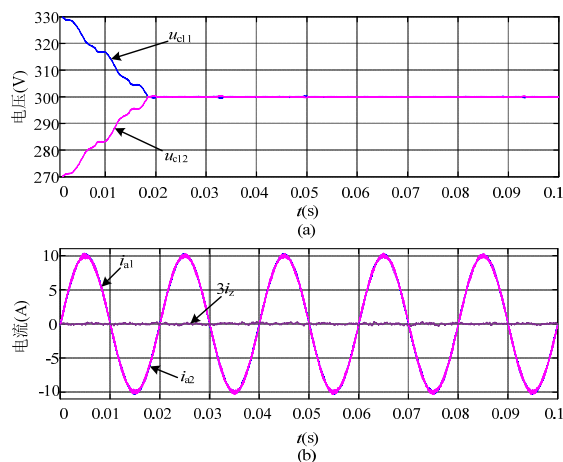


图 8 所提联合控制方法的仿真结果

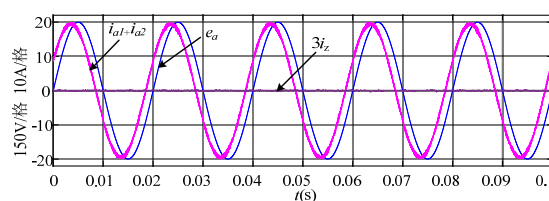


图 9 功率因数 $\cos\varphi=0.85$

由图 9 可以看出在功率因数 $\cos\varphi=0.85$ 时, 零序环流也可以得到有效抑制。图 10 为给定参考电

流从 5A 突增到 10A 时零序环流与并网电流 i_{a1} 的波形,可以看出零序环流得到有效抑制,且并网电流波形良好,并网逆变器具有较好的动态性能。

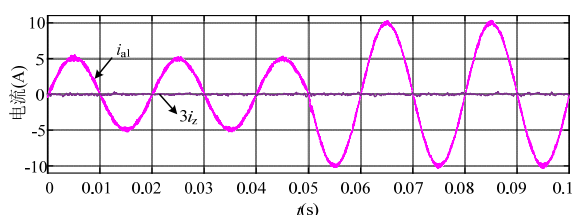


图 10 电流给定由 5A 突增到 10A

7 结论

本文在建立了并联逆变器数学模型的基础上,通过分析两台逆变器使用独立的 SVPWM 方法时冗余矢量作用时间对零序环流的影响,找到了通过调整冗余矢量作用时间进行零序环流控制的规律,在此基础上设计了零序环流控制器。并且在零序环流控制器中引入了中点平衡调节因子,探讨了采用中点平衡调节因子实现中点平衡与零序环流间的解耦控制及约束解决方法。通过仿真验证了所提控制策略能够实现中点平衡与零序环流间的协调控制。

参考文献

- [1] H. S. Kim, Y. C. Kwon, S. J. Chee and S. K. Sul, "Analysis and Compensation of Inverter Nonlinearity for Three-Level T-Type Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp. 4970-4980, June 2017.
- [2] C. T. Pan and Y. H. Liao, "Modeling and Coordinate Control of Circulating Currents in Parallel Three-Phase Boost Rectifiers," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 825-838, April 2007.
- [3] J. Lyu, J. Zhang, X. Cai, H. Wang and J. Dai, "Circulating current control strategy for parallel full-scale wind power converters," in *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 639-647, 3 30 2016.
- [4] Y. Sato and T. Kataoka, "Simplified control strategy to improve AC-input-current waveform of parallel-connected current-type PWM rectifiers," in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 142, no. 4, pp. 246-254, Jul 1995.
- [5] 张宇, 段善旭, 康勇, 陈坚. 三相逆变器并联系统中零序环流的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, (13): 62-67.
- [6] R. Inzunza, T. Sumiya, Y. Fujii and E. Ikawa, "Parallel connection of grid-connected LCL inverters for MW-scaled photovoltaic Systems," *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, Sapporo, 2010, pp. 1988-1993.
- [7] Zhihong Ye, D. Boroyevich, Jae-Young Choi and F. C. Lee, "Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 609-615, Sep 2002.
- [8] 张学广, 王瑞, 徐殿国. 并联型三相 PWM 变换器环流无差拍控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, (06): 31-37+6.
- [9] 李瑞, 徐壮, 徐殿国. 并联型永磁直驱风电系统的环流分析及其控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, (06): 38-45.
- [10] Y. Li, X. Yang and W. Chen, "Circulating Current Analysis and Suppression for Configured Three-Limb Inductors in Paralleled Three-Level T-Type Converters With Space-Vector Modulation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3338-3354, May 2017.
- [11] K. Li et al., "Elimination of zero sequence circulating current between parallel operating three-level inverters," *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, 2016, pp. 2277-2282.
- [12] 张兴, 邵章平, 王付胜, 刘萍, 任康乐. 三相三电平模块化光伏并网系统的零序环流抑制[J]. 中国电机工程学报, 2013, (09): 17-24.
- [13] 王付胜, 邵章平, 张兴, 刘萍, 任康乐. 多机 T 型三电平光伏并网逆变器的环流抑制[J]. 中国电机工程学报, 2014, (01): 40-49.
- [14] R. Maheshwari, G. Gohil, L. Bede and S. Munk-Nielsen, "Analysis and modelling of circulating current in two parallel-connected inverters," in *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 7, pp. 1273-1283, 7 2015.
- [15] 邢相洋, 陈阿莲, 张子成, 张承慧. 并联 T 型三电平逆变器环流抑制和中点平衡研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, (14): 3909-3920.
- [16] Z. Shao, X. Zhang, F. Wang, R. Cao and H. Ni, "Leakage current reduction for transformerless three-level T-Type photovoltaic grid-connected inverter," *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Hangzhou, 2014, pp. 806-809.

作者简介:

孙向东 (1971), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事交流调速、新能源发电以及特种开关电源等方面的研究工作, sxd1030@163.com;

武生祥 (1989), 男, 硕士生, 主要从事光伏发电技术的研究工作, 574950880@qq.com