DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.100 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

一种改进的五电平逆变器电流平衡开环控制方法

魏 华[1]，李 敏[1]，陈柯蒙[2]，肖 曦[2]
(1.北京 ABB 电气传动系统有限公司，北京 100015；2.清华大学电机工程与应用电子技术系，北京 100084)

摘要：五电平逆变器被广泛应用于储能与电气传动领域，特别是高压大功率场合。随着功率等级提升，单个逆变单元的容量已无法满足需求，因此需要逆变器并联运行。相比于两电平或三电平拓扑，由于悬浮电容的存在，五电平逆变器并联运行时单相各模块间的环流问题更加突出。针对公共直流母线结构，提出 1 种改进的电流平衡开环控制方法。通过比较各个功率模块输出电流的大小，设置时间戳记，对矢量切换进行时移控制，从而人为引入 1 个正向或负向的不平衡电流以达到快速消除原有环流的效果。对 1 台 6 kV 并联高压逆变器进行实验，实验结果验证了所提方法的有效性及悬浮电容电压差对环流的影响，校正过程仅需 0.1 ms，能够快速精确地完成电流平衡。

关键词：五电平逆变器；环流抑制；时移控制；电流平衡

Improved Current Balance Open-loop Control Method for Five-level Inverter

WEI Hua[1], LI Min[1], CHEN Kemeng[2], XIAO Xi[2]
(1. ABB Beijing Drive Systems Co., Ltd., Beijing 100015, China; 2. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Five-level inverters are widely used in the fields of energy storage and electric drive systems, especially in the high-voltage and high-power applications. As the power level increases, the capacity of one single inverter unit cannot meet the demand. Therefore, inverters need to be operated in parallel. Compared with the two-level or three-level topology, the circulating current between single-phase modules of parallel five-level inverters is more prominent due to the existence of floating capacitors. An improved current balance open-loop control method for a public DC bus structure is proposed. With a comparison of output current from each power module, a time stamp is set and the time shift control for vector switching is implemented, so that a positive or negative unbalanced current is artificially introduced to quickly eliminate the original circulating current. A set of 6 kV parallel high-voltage inverters were tested, and experimental results validated the effectiveness of the proposed method and the impact of voltage difference of the floating capacitor on the circulating current. The correction process only took 0.1 ms, and the current balance can be quickly and accurately completed.

Keywords: Five-level inverter; circulating current suppression; time shift control; current balance

五电平逆变器能够输出 5 个电压等级，且输出电压谐波含量少、等效开关频率高，在储能、新能源并网及电气传动等领域均具有良好的应用前景[1-2]。随着容量需求增加，单一逆变器已无法满足要求，五电平逆变器需要通过并联工作来保障系统容量与可靠运行。因此在高压大功率场景下，多个逆变器并联已经成为常见现象。然而，逆变器并联模块间元件参数不一致、开关时间错位及控制器执行时间差异等将会造成环流问题[3-5]，环流不仅会增大系统损耗，还会使输出电流畸变明显，并对

收稿日期：2023-03-17；**修回日期**：2023-05-11；**录用日期**：2023-08-07；**网络首发日期**：2023-09-20

开关器件造成损伤。

目前，国内外对于五电平逆变器并联的环流抑制方法研究较少，大部分研究对象都集中于两电平或三电平逆变器。传统方法是通过设置隔离变压器切断环流回路，从根源上消除不平衡电流，该方法适用于各类型逆变器和各种应用场合，但成本高昂且会增大设备体积[6-7]。文献[8-9]引入虚拟阻抗来调整逆变器的等效输出阻抗，从而达到功率均分和抑制环流的目的，但系统等效阻抗增大使线路电压损耗增大；文献[10]提出了基于不同频域设计虚拟阻抗值的思路，可以根据输出电流自适应调整，以完成环流均衡，虚拟阻抗法主要解决了由于各并联模块线路等效阻抗参数差异造成的功率分配失衡及环流问题，但对于开关时间错位或悬浮电容电压差造成的不平衡电流的抑制效果不佳，且计算较为复杂；文献[11]提出 1 种分布式自适应虚拟阻抗控制方法，利用全局信息自动控制各模块的输出阻抗，减小了计算复杂度和硬件需求；文献[12-13]通过比例积分 PI(proportional-integral)控制器抑制零序环流，并将偏置量输入到三相调制信号中，从而达到环流控制与均衡的目的；文献[14]通过设计比例微分 PD (proportional-derivative)控制器减小循环功率并使得微网系统稳定。在此基础上，文献[15-17]分别提出使用比例积分谐振 PIR(proportional-integral-resonant)、比例复积分 PCI(proportional complex integral)或准比例谐振 PR(proportional-resonant)控制器完成对零序环流的无净差控制，弥补 PI 调节器存在的稳态误差问题；文献[18]提出 1 种基于积分反向控制的环流抑制方案，设计了 1 种新型的控制器结构来克服稳态误差及减小谐波，同时解决了控制器参数敏感的问题。文献[19]采用鲁棒下垂控制器保障了控制器的稳定性能并引入动态压降，实现了更好的控制效果。环流控制器法通过设计不同的控制器得到环流偏置量并将其注入到载波中，能够解决开关动作不一致或中点电位不平衡导致的环流问题[20-21]，其控制精度依赖于调节器参数设计与自适应调整。文献[22-23]利用空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)的矢量调制特点，调整“0”矢量作用时间来消除环流，该方法的计算过程较为复杂且并未考虑悬浮电容电压差这一影响因素。上述研究主要聚焦于两电平或三电平逆变器并联环流问题，对于五电平逆变器，其拓扑结构中存在悬浮电容，若因制造工艺使得电容不同，则等效为在环流回路中引入 1 个电压源，使得环流问题加剧。因此，五电平逆变器并联运行时的环流抑制是其重要研究方向之一，对系统高效稳定运行存在重要影响。

本文首先对单体五电平逆变器的拓扑结构及开关矢量进行分析，并基于共交直流母线并联结构得出环流产生原理与特性。为抑制环流，本文提出了 1 种改进的电流平衡控制器，通过对电流的实时计算，判断是否需要修正不平衡电流。同时，根据当前的开关矢量和下一个开关矢量，确定矢量延迟时间，人为引入 1 个正向或者逆向的校正电流，从而减小或消除并联逆变器间的环流，提高并联系数，增大系统效率。最后，在并联 6 kV 高压逆变器上进行实验，分析了元器件参数偏差产生的不平衡电流，验证了该电流平衡控制器的有效性与控制精度。

1　五电平逆变器的拓扑及工作原理

单相五电平逆变器的拓扑结构如图 1 所示，其中有 8 个开关管与 1 个悬浮电容。根据各开关管状态和换流回路，定义 8 个输出电平矢量 $\boldsymbol{V}_1 \sim \boldsymbol{V}_8$，包

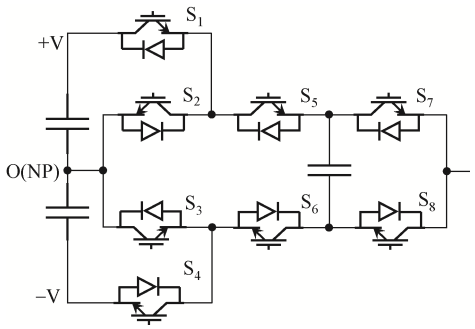


图 1　五电平逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of five-level inverter

括 V 、$V/2$ 、0 、$-V/2$ 和 $-V$ 共 5 个电压等级。

其中，$\boldsymbol{V}_6$ 和 $\boldsymbol{V}_7$ 的输出电压均为 $V/2$，但是开关状态不同。$\boldsymbol{V}_6$ 对应 S_3 、S_6 和 S_7 导通，其余开关关断，此时悬浮电容处于放电状态；$\boldsymbol{V}_7$ 对应 S_1 、S_5 和 S_8 导通，其余开关关断，此时悬浮电容处于充电状态。将这样的 2 个矢量称为冗余矢量组合。同理，$\boldsymbol{V}_2$、$\boldsymbol{V}_3$ 及 $\boldsymbol{V}_4$、$\boldsymbol{V}_5$ 也形成冗余矢量组合，在 $\boldsymbol{V}_4$ 和 $\boldsymbol{V}_5$ 矢量下悬浮电容既不充电也不放电。通过冗余矢量组合可以控制悬浮电容的充、放电，从而实现输出电压不变的情况下，悬浮电容电压始终控制在一定范围内。五电平逆变器开关矢量如图 2 所示，其输出电压与开关状态见表 1。

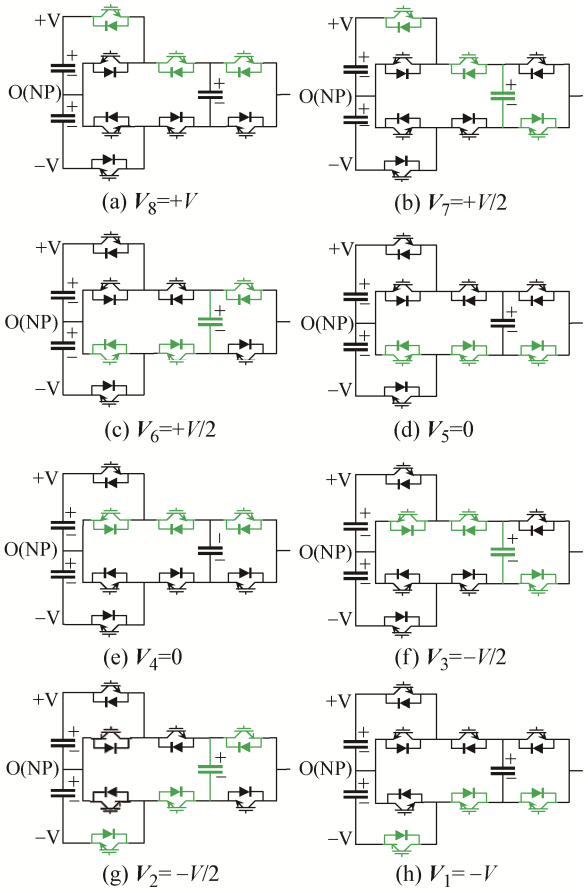


图 2 五电平逆变器开关矢量

Fig. 2 Switching vectors of five-level inverter

定义开关集合为 $S_{\text{all}}=\{2,1,0,-1,-2\}$，分别对应 5 个电压等级，则输出电平 U_{o} 可以用 S_{o} 表示为

$$\begin{cases} U_{\text{o}}=\dfrac{1}{2}S_{\text{o}}V \\ S_{\text{o}}\in S_{\text{all}} \end{cases} \tag{1}$$

表 1 五电平逆变器的输出电压与开关状态

Tab. 1 Values of output voltage and switching states of five-level inverter

开关状态								输出电平	
S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8		
0	0	0	1	0	1	0	1	$\boldsymbol{V}_1$	$-V$
0	0	0	1	0	1	1	0	$\boldsymbol{V}_2$	$-V/2$
0	1	0	0	1	0	0	1	$\boldsymbol{V}_3$	$-V/2$
0	1	0	0	1	0	1	0	$\boldsymbol{V}_4$	0
0	0	1	0	0	1	0	1	$\boldsymbol{V}_5$	0
0	0	1	0	0	1	1	0	$\boldsymbol{V}_6$	$V/2$
1	0	0	0	1	0	0	1	$\boldsymbol{V}_7$	$V/2$
1	0	0	0	1	0	1	0	$\boldsymbol{V}_8$	V

2 公共直流母线结构及环流影响因素

逆变器的并联可以为用户提供多种容量组合，减小单个开关管需要承受的电流应力，提升系统的冗余度和可维护性，是逆变电源迈向更大功率的重要途径之一[24]。本文主要讨论公共直流母线结构下的功率模块并联，逆变器功率模块采用公共直流母线，不配置电抗器。其优点是结构简单、成本较低；缺点是由于逆变器并联单元存在环流回路，且无耦合电抗器抑制环流，造成环流问题较前 2 种结构更加严重。环流的影响因素包括：悬浮电容电压差、开关信号传输延迟和元器件参数差异，公共直流母线结构如图 3 所示。

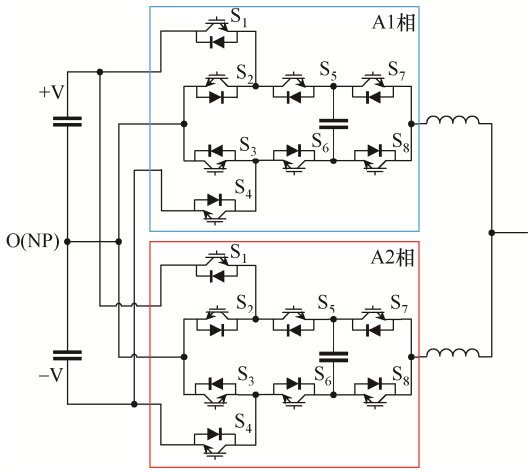


图 3 公共直流母线结构

Fig. 3 Structure of public DC bus

2.1 悬浮电容电压差

并联的逆变单元 1 和逆变单元 2 之间形成环流的回路可以分为 2 类：第 1 类回路中不包含悬浮电容，第 2 类回路中包含悬浮电容。根据前文分析可知，当输出电平矢量为$\boldsymbol{V}_1$、$\boldsymbol{V}_4$、$\boldsymbol{V}_5$和$\boldsymbol{V}_8$时，并联输出的逆变器换流回路不包含悬浮电容，此时无电源直接导致回路中环流产生，属于自然均流的状态。在稳定输出时，不平衡电流的大小只与线路上的阻抗差异有关。当并联单元器件参数一致性较好时，该类换流回路中的环流较小。以输出电平矢量$\boldsymbol{V}_8$为例，其环流回路路径如图 4(a)所示。当输出电平矢量为$\boldsymbol{V}_2$、$\boldsymbol{V}_3$、$\boldsymbol{V}_6$和$\boldsymbol{V}_7$时，环流回路中存在 2 个悬浮电容C_1和C_2。此时 2 个电容电压差值即可等效成 1 个电源，在回路中产生不平衡电流，也即环流。以输出电平矢量$\boldsymbol{V}_7$为例，其环流回路路径如图 4(b)所示。环流大小由电压差值和回路等效阻抗共同决定，其计算公式为

$$\begin{cases} I_{\text{diff},1}=\dfrac{U_{C_{\text{diff}}}}{Z_{\text{eq}}} \\ Z_{\text{eq}}=R_{\text{eq}}+\text{j}\omega L_{\text{eq}} \end{cases} \tag{2}$$

$$U_{C_{\text{diff}}}=\left|U_{C_1}-U_{C_2}\right| \tag{3}$$

式中：$I_{\text{diff},1}$为电容电压差产生的回路环流，A；$U_{C_{\text{diff}}}$为悬浮电容电压差绝对值，V；Z_{eq}为回路等效阻抗，Ω；R_{eq}为回路等效电阻，Ω；ω为角频率；L_{eq}为回路等效电感，H；U_{C_1}和U_{C_2}分别为悬浮电容C_1和C_2两端电压，V。

值得注意的是，随着电荷在 2 个悬浮电容上重新分配，该不平衡电流可以自动衰减，如果将该回路等效为 1 个 RLC 二阶串联电路，将 2 个串联的悬浮电容C_1和C_2等效为 1 个电容C_{eq}，其两端电压变化公式为

$$\frac{\text{d}^2u_{C_{\text{eq}}}}{\text{d}t^2}+\frac{R_{\text{eq}}}{L_{\text{eq}}}\frac{\text{d}u_{C_{\text{eq}}}}{\text{d}t}+\frac{1}{L_{\text{eq}}C_{\text{eq}}}u_{C_{\text{eq}}}=0 \tag{4}$$

$$C_{\text{eq}}=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2} \tag{5}$$

式中，$u_{C_{\text{eq}}}$为C_1和C_2的等效电容。

由式(4)和式(5)可知，不平衡电流衰减过程可

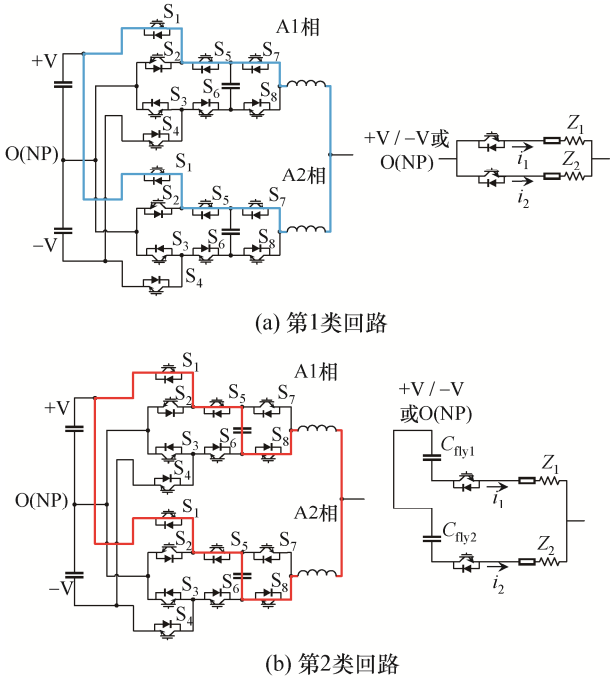


图 4　2 类环流回路

Fig. 4 Two types of circulating current loop

能呈现过阻尼、临界阻尼和欠阻尼情况，等效电容电压总体呈现指数衰减，但自然衰减速度受回路等效阻抗的影响，尤其是在不平衡电流本身较大时，其衰减所需时间较长，难以满足实际工程需求。对于给定系统，由悬浮电容上的电压差造成的不平衡电流最大可以达到 0.05~0.10 p.u.，对元器件造成的影响及功率损耗不可忽视。如果施加本文所提改进的平衡电流控制方法——时移控制，则可以使该环流快速衰减至 0。

2.2 开关信号传输延迟

为了保证门极驱动电路能够可靠接收开关信号，上一级的电路会发出 2 个连续的脉冲信号，2 个信号相隔 1 个或几个时钟单位。如果驱动电路未收到第 1 个脉冲，仍然有机会接收第 2 个脉冲，这可以增强硬件电路的容错性能。假定功率模块 A1 收到第 1 个脉冲，并开始执行开关切换，功率模块 A2 未收到第 1 个脉冲，在接收到第 2 个脉冲时才开始执行开关切换。2 个模块间此处不同步是指矢量控制器同时发出的开关命令由于执行电路(如驱动电路)的硬件容错机制导致 IGBT 延迟开关 1 个或几个时钟单位。由此产生的不平衡电流计算公

式为

$$\Delta U = L_{\mathrm{eq}} \cdot \frac{\Delta I_{\mathrm{diff},2}}{\Delta t} \tag{6}$$

式中：ΔU 为每次开关的输出电压变化，V；$\Delta I_{\mathrm{diff},2}$ 为由于开关延迟产生的回路环流，A；Δt 为延迟时间，等于 N 个时钟单位，本例中最小时钟为 2.5 μs，$N = 1, 2, \cdots$。

因此，考虑到并联逆变器开关不同步的情况，该环流会在开关过程中存在，随着完全开通，不平衡电流逐渐减小至稳定输出状态。

2.3 元器件参数差异

除上述 2 种影响因素外，并联单元中元器件参数差异也是导致环流产生的原因之一。值得指出的是，如果悬浮电容不同，那么较小的电容总是能够更快地充电或放电，将会造成等效电容两端的电压出现差值，从而出现 2.1 节分析的情况。此外，其他元器件参数如开关的导通压降、线路杂散电感及电抗器电感等参数的不一致性均为环流的影响因素。

3 改进的电流平衡控制器

为抑制并联逆变器环流回路中产生的环流，本文提出了改进的电流平衡控制器。该控制器设置在矢量输出模块前，其作用是增加 1 个时移控制信号，用以通知驱动电路延迟发送驱动信号。延迟时间被称作时间戳记，其取值为 $0, 1, 2, \cdots, n$ 个时钟单位。因此，每次发送给逆变器的信息包括：需要执行的矢量和切换至该矢量的时间戳记。在逆变器的输出端产生一定的伏秒差，用来校正不平衡电流，其构架如图 5 所示。

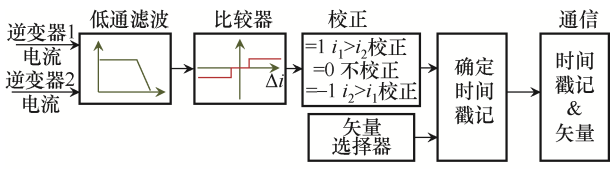


图 5 电流平衡控制策略

Fig. 5 Current balance control strategy

这种校正方式仅改变切换的时间点，无需引入额外的矢量切换过程，仅在从一个矢量切换至下一个矢量时才起效。按照矢量切换规律可以分成 3 类：①正向切换，输出电压从低到高变化，每次电压变化量约为 $V_{\mathrm{dc}}/4$，即悬浮电容上的电压，如 $\boldsymbol{V}_6$ 切换至 $\boldsymbol{V}_8$、$\boldsymbol{V}_2$ 切换至 $\boldsymbol{V}_1$ 等情况；②负向切换，输出电压从高到低变化，每次电压变化量约为 $-V_{\mathrm{dc}}/4$，如 $\boldsymbol{V}_8$ 切换至 $\boldsymbol{V}_7$、$\boldsymbol{V}_6$ 切换至 $\boldsymbol{V}_5$ 等情况；③冗余矢量组合切换，包含 2 种情况，其一是输出电压不变，但是悬浮电容的充、放电状态发生改变，如 $\boldsymbol{V}_6$、$\boldsymbol{V}_7$ 相互切换，其二是输出电压不变，悬浮电容无充、放电情况，如 $\boldsymbol{V}_4$、$\boldsymbol{V}_5$，该类冗余矢量组合一般不进行切换。

进行正向或负向切换时，均可以通过时移控制，设置时间戳记人为引入 1 个给定大小的正向或负向不平衡电流来校正回路中原有的环流。例如，延迟逆变器 1 的正向切换将引入 1 个负向电流，即从逆变器 2 流向逆变器 1 的电流。以 A 相为例，监测逆变器 1 和逆变器 2 的电流 $i_{1\mathrm{A}}$、$i_{2\mathrm{A}}$。2 个电流经过低通滤波后，进入比较器，将二者差值与校正阈值进行比较，会出现 3 种情况：①$i_{1\mathrm{A}} > i_{2\mathrm{A}}$，且差值大于正阈值，需要进行校正操作；②$i_{1\mathrm{A}} < i_{2\mathrm{A}}$，且差值小于负阈值，需要校正；③$i_{1\mathrm{A}}$ 与 $i_{2\mathrm{A}}$ 差值在阈值范围内，无需校正。针对上述 3 种情况，具体校正操作见表 2，其中，u_1 为正阈值，u_2 为负阈值。结合当前输出的矢量和下一步输出矢量(正向切换或负向切换)，确定需要延迟的时间戳记($N = 1, 2, \cdots$)及进行延迟操作的逆变器。最后将下一步矢量信号和时间戳记发送给通信电路以对各开关管进行驱动控制。

表 2 校正操作

Tab. 2 Corrective actions

情况	比较器输出	校正操作
$i_{1\mathrm{A}} - i_{2\mathrm{A}} > u_1$	1	延迟逆变器 1 的正向切换或延迟逆变器 2 的负向切换
$i_{1\mathrm{A}} - i_{2\mathrm{A}} < u_2$	−1	延迟逆变器 1 的负向切换或延迟逆变器 2 的正向切换
$\begin{cases} i_{1\mathrm{A}} - i_{2\mathrm{A}} < u_1 \\ i_{1\mathrm{A}} - i_{2\mathrm{A}} > u_2 \end{cases}$	0	无操作

为较好地实现该电流平衡控制器的功能，快速

有效完成环流校正，需要对单位时间戳记及校正阈值进行设置。单位时间戳记一般以 μs 为单位，受低通滤波器时间常数与器件开关频率影响；校正阈值以 p.u.或 A 为单位，与 A/D 精度、电流测量范围及工程实际需求相关。例如，2 个 6 kV 五电平逆变器并联，单位校正时间戳记设置为 2.5 μs，直流电压 $V_{dc}=10$ kV，等效电抗器 1.2 mH，根据式(6)，则单位校正电流为

$$\Delta i=\Delta t\cdot\frac{\Delta U}{L_{eq}}=2.5\ \mu s\times\frac{10\ kV}{4\times1.2\ mH}=5.2\ A \quad (7)$$

本文所提改进的电流平衡控制器无需额外硬件设备，在经济性上具有明显优势；同时仅需比较逆变器电流差值与校正阈值的大小，无需复杂计算，鲁棒性高且能够减轻控制系统计算负担；在切换过程中引入负向电流，在一定程度上能够缓解悬浮电容上的不平衡电压，从而抑制环流。

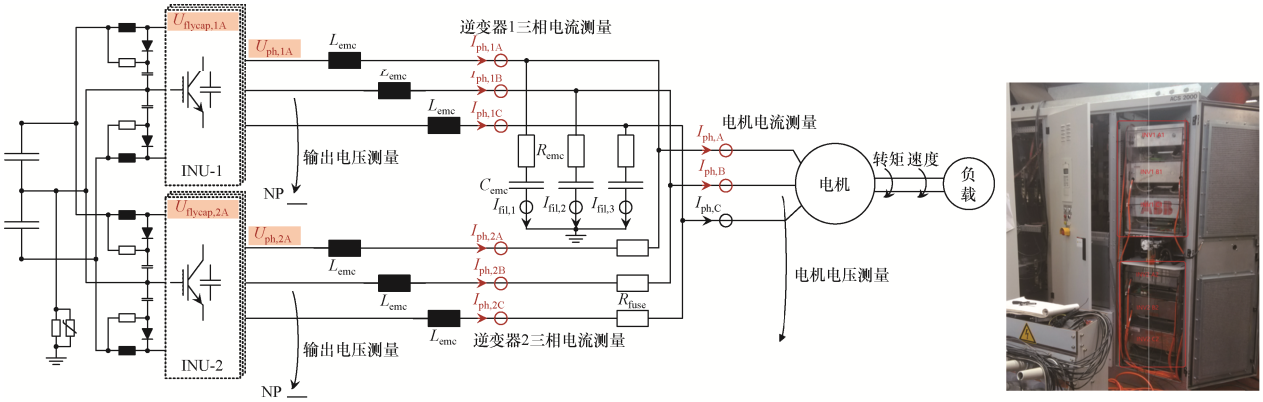
4　实验验证

为验证该电流平衡控制器的有效性，在高压五电平逆变器平台进行实验测试。测试系统结构和实验平台如图 6 所示，由 1 台 ACS2000 四象限变频器改造而成，测试系统参数见表 3。

4.1　悬浮电容相等

4.1.1　98%负荷状态

当系统工作在 98%负荷状态，电机转速为 770 rpm 时，测得逆变器 1 和逆变器 2 的 A 相输出电流如图 7 所示。未校正时电流 i_{1A} 和 i_{2A} 的差值约为 20 A，回路中存在较大环流，需要进行校正。经



(a) 测试系统结构　　(b) 实验平台

图 6　测试系统结构及实验平台

Fig. 6 Test system structure and experimental platform

表 3　测试系统参数

Tab. 3 Parameters of test system

参数	数值
逆变器 1 额定电压 /kV	6
逆变器 1 悬浮电容 /μF	110/140
逆变器 2 额定电压 /kV	6
逆变器 2 悬浮电容 /μF	110
单位时间戳记 /μs	2.5
逆变器 1 额定电流 /A	100
逆变器 1 回路电感 /μH	300
逆变器 2 额定电流 /A	100
逆变器 2 回路电感 /μH	300
直流电压 /kV	10

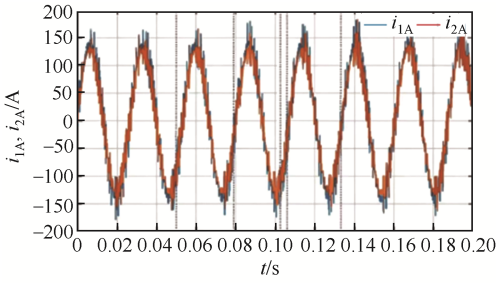
过 0.1 ms，即 0.102 6 s 时，电流 i_{1A} 和 i_{2A} 基本相等，环流减为 0，完成电流平衡。

进一步观测校正前、后 2 个逆变器输出电压、悬浮电容两端对地电压及电流平衡控制器动作等波形，如图 8 所示。0.102 50 s 观测到不平衡电流后，在 0.102 57 s 发出新的矢量指令与延迟时间戳记，执行了 1 次电流校正。约在 0.102 60 s 各逆变器输出电压发生跳变，矢量切换完成，由 $-V/2$ 跳变为 0，在此过程中，同时进行时移控制，引入 1 个从逆变器 1 A 相流向逆变器 2 A 相的电流，使得环流快速衰减至 0，整个环流衰减过程大约用时几十 μs。

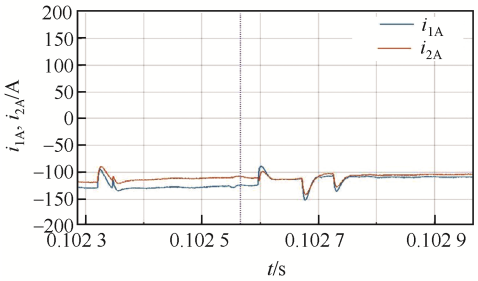
4.1.2 40%负荷状态

当系统工作在 40%负荷状态，电机转速为 770 rpm 时，测得逆变器 1 和逆变器 2 的 A 相输出电流如图 9 所示，其他参数波形如图 10 所示。由图 10 可见，在 $t=0.050\ 0$ s 和 $t=0.050\ 4$ s 时，分别测得电流 i_{1A} 和 i_{2A} 的差值大于检测阈值 15.6 A，在 $t=0.050\ 0$ s 和 $t=0.050\ 3$ s 时，分别执行了 2 次电流校正，校正后的输出电流趋于平衡。

综合以上 2 个工作点，98%负荷与 40%负荷的



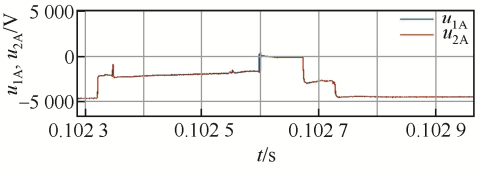
(a) 逆变器A相输出电流波形



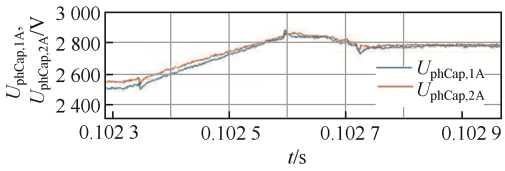
(b) 电流波形局部放大

图 7 逆变器 A 相输出电流波形(98%负荷状态)

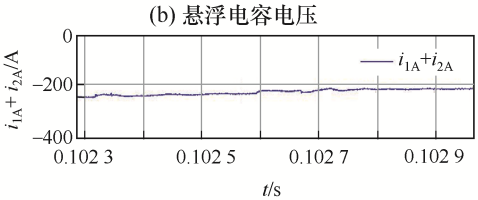
Fig. 7 Waveforms of phase-A output current of inverters (under 98% load)



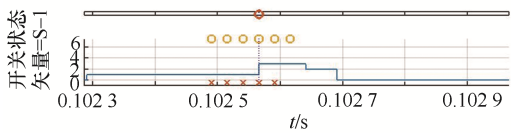
(a) 逆变器A相输出电压



(b) 悬浮电容电压



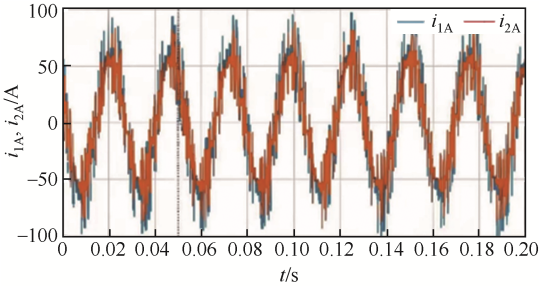
(c) 电机电流(A相)



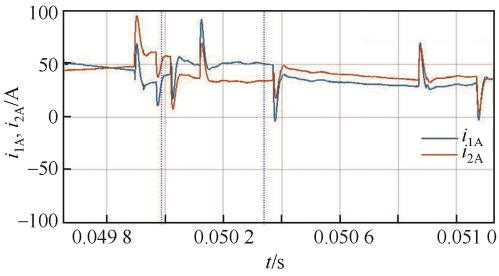
(d) 输出矢量与电流平衡控制器动作

图 8 其他参数波形(98%负荷状态)

Fig. 8 Waveforms of other parameters (under 98% load)



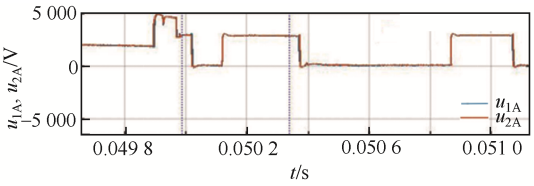
(a) 逆变器A相输出电流波形



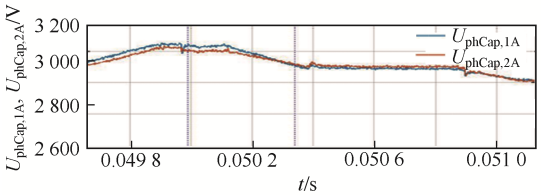
(b) 电流波形局部放大

图 9 逆变器 A 相输出电流波形(40%负荷状态)

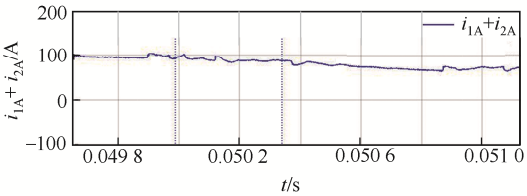
Fig. 9 Waveforms of phase-A output current of inverters (under 40% load)



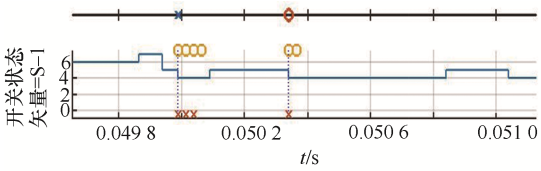
(a) 逆变器A相输出电压波形



(b) 悬浮电容电压



(c) 电机电流(A相)



(d) 输出矢量与电流平衡控制器动作

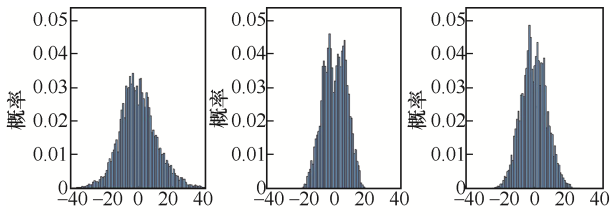
图 10　其他参数波形(40%负荷状态)

Fig. 10 Waveforms of other parameters (under 40% load)

测量结果，可知当逆变器悬浮电容相等时，2 个并联模块间电流值相差约在 20 A 以内，环流问题并不严重，通过所提电流平衡控制器可以在短时间内完成环流校正。

4.2 悬浮电容不等

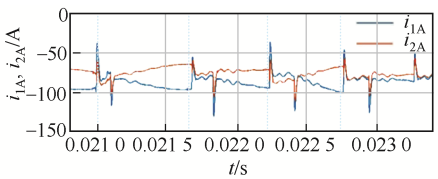
为了突出悬浮电容电压差引起的不平衡电流并进一步验证所提方法的有效性，将逆变器 1 中 A 相的悬浮电容从110 μF 调整为 140 μF，B 相和 C 相电容保持不变，逆变器 2 的悬浮电容仍为 110 μF。系统工作在 80%负载状态，电机转速为 297 rpm，对 A、B、C 各相不平衡电流进行观测，分布情况如图 11 所示。电流分布有正有负，这是正向切换和负向切换时环流流向产生的。其中 B 相和 C 相电流差值范围约在 –20 ~ 20 A，A 相电流差值分布在 –40 ~ 40 A，且 B 相和 C 相的电流差值显然更加集中在 0 附近，A 相电流差值更加分散。由此可见，悬浮电容差异将会使较小的电容充、放电速度更快，电容两端电压不等，导致较大电压差，从而产生较大的不平衡电流。对各参数波形进行观测，如图 12 所示。



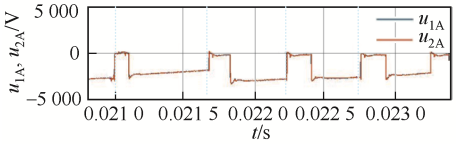
(a) A相　(b) B相　(c) C相

图 11　各相不平衡电流分布情况

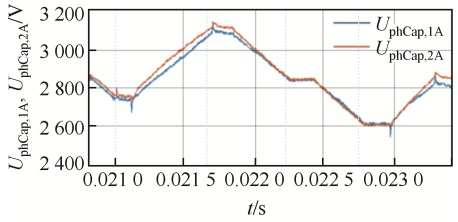
Fig. 11 Distribution of unbalanced current in each phase



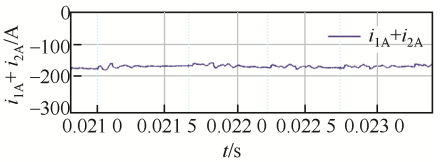
(a) 逆变器A相输出电流



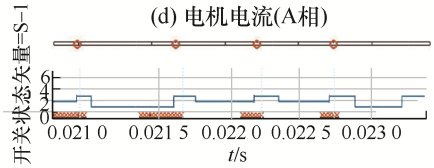
(b) 逆变器A相输出电压



(c) 悬浮电容电压



(d) 电机电流(A相)



(e) 输出矢量与电流平衡控制器动作

图 12　电容参数不一致的波形

Fig. 12 Waveforms with inconsistent capacitance parameters

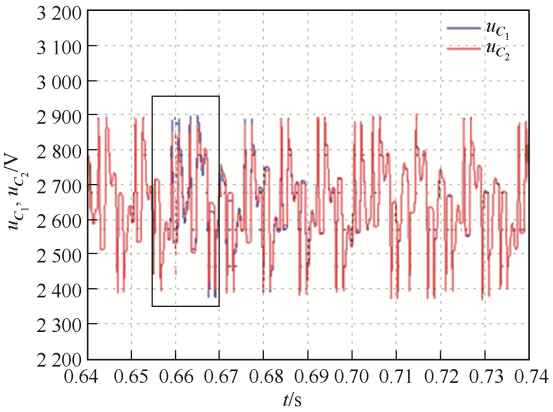
当 2 个逆变器的悬浮电容不一致时，环流问题更加严重，电流差值达到约 40 A，且在每个周期内，校正的次数明显增多。如图 12 所示，在 t = 0.021 0、0.021 7、0.022 2、0.022 8 s 均执行了电流校正，每次校正后电流差值趋向于 0，说明该电流平衡控制器依然有效。

4.3 电流校正对悬浮电容电压的影响

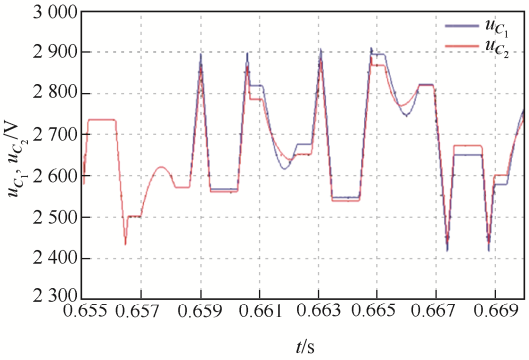
采用表 3 的参数进行仿真，如果并联的功率模块悬浮电容相同，忽略线路杂散参数和元器件参数偏差，2 个模块执行相同的开关矢量时，2 个模块的悬浮电容电压理论上保持一致。若人为引入 1 个 2.5 μs 的开关矢量延迟，仿真发现该行为会引起约 30 V 悬浮电容电压差，在输出端可以产生约 20 A 的不平衡电流，如图 13 所示。反之可以说明，适当加入矢量延迟可以修正悬浮电容偏差及输出电流偏差。此外，悬浮电容电压的波动范围需要通过 1 个带宽进行约束，通过切换开关矢量保障电容电压在设定范围内。对于 1 个 6 kV 系统，直流电压

为 10 kV，悬浮电容电压设定值为 2 500 V，带宽一般设定为 ± 250 V。

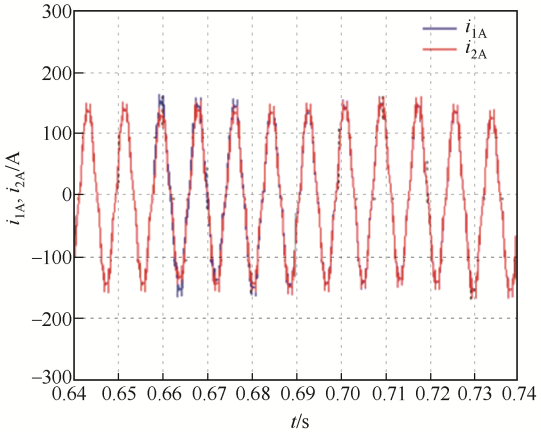
由此可知：适当加入矢量延迟可以修正悬浮电容偏差；开关延迟引起的电压差(30 V)对于电压控制带宽影响较小，不会对逆变器稳定运行构成影响；从实验波形看，电流校正未对悬浮电容电压造成较大波动；从控制策略看，为了避免悬浮电容电压控制与电流平衡控制之间的冲突，电容电压控制具有较高的优先级。



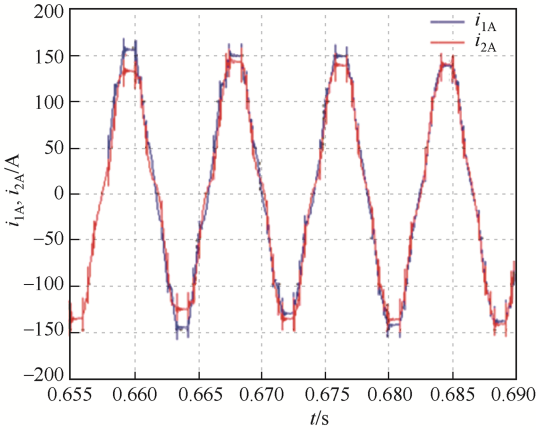
(a) 悬浮电容电压波形



(b) 悬浮电容电压局部放大



(c) 逆变器输出电流



(d) 电流波形局部放大

图 13 开关延迟对悬浮电容电压影响仿真波形

Fig. 13 Simulation waveforms of influence of switching shift on floating capacitor voltage

5 结语

本文提出了 1 种基于时移控制的五电平逆变器并联环流问题解决方案，并设计出 1 种改进的电流平衡开环控制器。通过比较并联模块的电流差设置时间戳记延迟矢量切换过程，从而人为引入 1 个正向或负向的校正电流，起到抑制环流的作用。相比于其他环流校正方法，该方法能够有效解决五电平逆变器中悬浮电容电压差引起的不平衡电流，算法易于实现，平衡过程仅需 0.1 ms，在 6 kV 高压五电平逆变器上进行了实验测试，结果证明了该电流平衡控制器的可行性和有效性。

参考文献：

[1] 叶满园，喻生铭，刘文芳，等. 不对称级联九电平逆变器线性功率均衡控制策略[J]. 电工技术学报，2024，39(14): 4495-4507.
Ye Manyuan, Yu Shengming, Liu Wenfang, et al. Linear power balance strategy for asymmetric cascaded H-bridge nine-level inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4495-4507. (in Chinese)

[2] Strache S, Wunderlich R, Heinen S. A comprehensive, quantitative comparison of inverter architectures for various PV systems, PV cells, and irradiance profiles [J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2014, 5(3):

813-822.

[3] 叶少茜, 张希, 朱翀. 兼顾共模电压抑制与中性点电压平衡的 T 型三电平逆变器 DPWM 策略[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 133-142.
Ye Shaoqian, Zhang Xi, Zhu Chong. DPWM strategy for T-type three-level inverter considering common-mode voltage reduction and neutral-point voltage balance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 133-142. (in Chinese)

[4] Park J D, Candelaria J. Fault detection and isolation in low-voltage DC-bus microgrid system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(2): 779-787.

[5] 吴翔宇, 张晓红, 尚子轩, 等. 基于频域阻抗网络建模分析的交直流微电网振荡问题研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2294-2310.
Wu Xiangyu, Zhang Xiaohong, Shang Zixuan, et al. Research on the oscillation problem of AC-DC microgrids based on frequency domain impedance network modeling and analysis [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2294-2310. (in Chinese)

[6] 江风云. 考虑环流抑制的微网并联多逆变器稳定运行控制研究[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 41-47.
Jiang Fengyun. Research on stable operation control of parallel multi-inverter in microgrid considering circulating current suppression [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 41-47 . (in Chinese)

[7] Bella S, Houari A, Djerioui A, et al. Robust model predictive control (MPC) for large-scale PV plant based on paralleled three-phase inverters [J]. Solar Energy, 2020, 202: 409-419.

[8] 范必双, 魏国强, 李泽扬, 等. 基于动态虚拟复阻抗的微网下垂控制策略[J]. 电气工程学报, 2020, 15(1): 48-54.
Fan Bishuang, Wei Guoqiang, Li Zeyang, et al. Droop control method based on dynamic virtual complex impedance for microgrid [J]. Journal of Electrical Engineering, 2020, 15(1): 48-54. (in Chinese)

[9] 任碧莹, 张锐翔, 孙向东, 等. 基于虚拟电容的并联逆变器无功环流抑制策略[J]. 电气传动, 2020, 50(3): 28-36.
Ren Biying, Zhang Ruixiang, Sun Xiangdong, et al. Control strategy of reactive circulating current suppression in parallel inverters based on virtual capacitance [J]. Electric Drive, 2020, 50(3): 28-36. (in Chinese)

[10] 施家博, 苗虹, 曾成碧. 新型并联逆变器功率均分与环流抑制策略[J]. 电力电容器与无功补偿, 2022, 43(4): 153-160.
Shi Jiabo, Miao Hong, Zeng Chengbi. Power sharing and current-circulation suppression strategy of new shunt inverter [J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2022, 43(4): 153-160. (in Chinese)

[11] Wei Baoze, Marzàbal A, Ruiz R, et al. DAVIC: A new distributed adaptive virtual impedance control for parallel-connected voltage source inverters in modular UPS system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5953-5968.

[12] 樊晨曦, 李海锋, Houari A, 等. 三相逆变器并联系统中环流抑制的研究[J]. 智慧电力, 2018, 46(5): 15-21.
Fan Chenxi, Li Haifeng, Houari A, et al. Study on circulating current suppression in three-phase inverter parallel system [J]. Smart Power, 2018, 46(5): 15-21. (in Chinese)

[13] 易映萍, 鲁旭, 石伟. 新能源并网三电平逆变器并联系统中点电位平衡及环流抑制[J]. 可再生能源, 2019, 37(3): 386-392.
Yi Yingping, Lu Xu, Shi Wei. Neutral point potential balance and circulating current suppression of the parallel connection system for a new energy grid-connected three-level inverter [J]. Renewable Energy Resources, 2019, 37(3): 386-392. (in Chinese)

[14] Issa W, Al-Naemi F, Konstantopoulos G, et al. Stability analysis and control of a microgrid against circulating power between parallel inverters [J]. Energy Procedia, 2019, 157: 1061-1070.

[15] 姚修远, 金新民, 杨捷, 等. 三电平逆变器并联系统的零序环流抑制技术[J]. 电工技术学报, 2014, 29(S1): 192-202.
Yao Xiuyuan, Jin Xinmin, Yang Jie, et al. Suppression technology of zero-sequence circulating current in three-level inverter parallel system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(S1): 192-202. (in Chinese)

[16] 陈甜甜, 苏建徽, 汪海宁, 等. 三电平逆变器并联系统

零序环流分析与抑制[J]. 电测与仪表, 2022, 59(3): 163-168.
Chen Tiantian, Su Jianhui, Wang Haining, et al. Analysis and suppression of zero-sequence circulating current in parallel system of three-level inverters [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(3): 163-168. (in Chinese)

[17] 摆世彬, 田志浩, 王峰, 等. 基于准 PR 调节器的模块化多电平变流器输电控制方法[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 74-80.
Bai Shibin, Tian Zhihao, Wang Feng, et al. Transmission control method for modular multilevel converter based on quasi PR regulator [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 74-80. (in Chinese)

[18] Kerrouche S, Djerioui A, Zeghlache S, et al. Integral backstepping-ILC controller for suppressing circulating currents in parallel-connected photovoltaic inverters [J]. Simulation Modelling Practice and Theory, 2023, 123: 102706.

[19] Kumar Gupta R, Mohan Mishra V, Singh N K. Elimination of circulating current in parallel operation of single phase inverter using droop controller [J]. Engineering Science and Technology, an International Journal, 2022, 28: 101025.

[20] 郭寅远, 王龙, 李宗原, 等. 多模块三电平逆变器并联系统环流谐振抑制[J]. 电力电子技术, 2020, 54(11): 121-124.
Guo Yinyuan, Wang Long, Li Zongyuan, et al. Circulation resonance suppression of multi-module three-level inverter parallel system [J]. Power Electronics, 2020, 54(11): 121-124. (in Chinese)

[21] 王付胜, 邵章平, 张兴, 等. 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, 34(1): 40-49.
Wang Fusheng, Shao Zhangping, Zhang Xing, et al. Circulating current reduction for T-type three-level grid-connected photovoltaic inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 40-49. (in Chinese)

[22] Giang H, 王孝洪, 潘志峰, 等. 并联逆变器系统的环流分析与抑制技术[J]. 自动化技术与应用, 2018, 37(2): 83-88.
Giang H, Wang Xiaohong, Pan Zhifeng, et al. Circulation analysis and suppression technology of parallel inverter system [J]. Techniques of Automation and Applications, 2018, 37(2): 83-88. (in Chinese)

[23] Hou C C. A multi-carrier PWM for parallel three-phase active front-end converters [C]// 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Phoenix, AZ, USA, 2011: 4081-4086.

[24] 阚加荣, 谢少军, 吴云亚. 无互联线并联逆变器的功率解耦控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 40-45.
Kan Jiarong, Xie Shaojun, Wu Yunya. Research on decoupling droop characteristic for parallel inverters without control interconnection [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 40-45. (in Chinese)



魏华

作者简介：

魏华(1977—)，男，通信作者，硕士，高级工程师。研究方向：高压大容量变频器。E-mail：hua.wei@cn.abb.com。

李敏(1977—)，女，硕士，高级工程师。研究方向：高压大容量变频器。E-mail：min.li@cn.abb.com。

陈柯蒙(1999—)，女，博士研究生。研究方向：微电网及变频器。E-mail：ckm22@mails.tsinghua.edu.cn。

肖曦(1973—)，男，博士，教授。研究方向：电力储能与微电网技术，高性能电机控制，机器人驱动控制技术，海浪发电技术。E-mail：xiao_xi@tsinghua.edu.cn。

(责任编辑：耿越)