

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.241040

储能变流器有源前端模块化交错并联环流抑制

张国澎^{1,2}, 华森¹, 刘渤³, 郑征^{1,2}, 陶海军^{1,2}, 李常志¹

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003; 2. 河南省煤矿装备智能检测与控制重点实验室, 河南 焦作 454003; 3. 国网河南省电力公司确山县供电公司, 河南 驻马店 463200)

摘要: 针对交、直流侧分别并联的储能变流器有源前端模块化交错并联带来的零序环流问题, 提出一种基于无差拍算法的改进环流抑制策略。首先, 分析并联模块交错调制对环流的影响, 给出系统在三相静止坐标系下的数学模型, 并建立交错并联系统环流等效电路。然后, 设计了环流控制器, 环流控制通过计算每个模块的环流大小, 得出各个模块的零矢量调节参数。其次, 对相应模块控制过程中空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)的零矢量进行调节来抑制环流。最后, 通过实验验证了该方法能够更有效地实现环流抑制和均流控制, 并将系统效率提高了2.1%。

关键词: 储能变流器有源前端; 多模块并联; 交错调制; 无差拍算法; 环流抑制

Circulating current suppression in the modular interleaved parallel active front-end of energy storage converters

ZHANG Guopeng^{1,2}, HUA Sen¹, LIU Bo³, ZHENG Zheng^{1,2}, TAO Haijun^{1,2}, LI Changzhi¹

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;

2. Henan Key Laboratory of Intelligent Detection and Control of Coal Mine Equipment, Jiaozuo 454003, China;

3. Queshan County Power Supply Company, State Grid Henan Electric Power Company, Zhumadian 463200, China)

Abstract: To address the zero-sequence circulating current issue caused by modular interleaved parallel connections in active front-ends of energy storage converters connected in parallel on both AC and DC sides, an improved circulating current suppression strategy based on a deadbeat algorithm is proposed. First, the effect of interleaved modulation among parallel modules on circulating current is analyzed. Second, a mathematical model of the system is established in the three-phase stationary coordinate system, along with an equivalent circuit of circulating current in the interleaved parallel system. Then, a circulating current controller is designed, where the control algorithm derives the zero-vector modulation parameters for each module by calculating the magnitude of the circulating current. Next, the zero vectors in the space vector pulse width modulation (SVPWM) process of the respective modules are adjusted to suppress the circulating current. Finally, experimental results verify that the proposed method can effectively suppress circulating current and achieve current sharing control, improving system efficiency by 2.1%.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52267018).

Key words: active front-end of energy storage converter; multi-module parallel connection; interleaved modulation; deadbeat algorithm; circulating current suppression

0 引言

近年来, 随着大容量储能技术的发展, 储能变

流器有源前端的模块化并联技术备受关注^[1-5]。其中, 模块间的零序环流控制是模块化并联技术所需解决的核心问题之一^[6-8]。为了降低储能变流器并网电流的纹波, 交错调制技术在模块化有源前端上广泛使用, 这无疑进一步加重了模块间零序环流^[9-10]。

文献[11]通过在交流侧与变流器之间接入隔离变压器, 使环流路径被切断, 从而完全消除环流。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52267018); 河南省国际科技合作项目资助(232102520017); 河南省科技攻关项目资助(222102220014)

文献[12]将共模电感跨接到变流器与交流侧之间,使环流减少到所需限值内。但上述方法均需要增加额外的器件,这无疑会增大设备的体积和硬件成本。文献[13]将两个交、直流侧分别并联的三相三桥臂变流器等效为一个三相六桥臂变流器来控制,通过控制 12 个功率开关器件的状态实现对环流的抑制。但多变流器并联时采用这种方式会使得系统的设计和控制变得复杂^[14]。文献[15]针对零序环流中的直流分量,采用断续空间矢量调制方法,将环流用 dq 轴分量表示,并通过功率因数校正电路的电流环来抑制环流。这一方法能够有效消除并联模块间零序环流的直流分量,但并未考虑高频环流。文献[16]指出零序环流是由零序谐波引起的,因此采用并联消谐波宽调制方法,通过清除谐波消除区域内的零序谐波来抑制环流,这一方法能够同时对高、低频环流进行抑制。但该方法会增加系统开关频率,增大开关损耗^[16]。文献[17]分析了在 SVPWM 调制过程中零矢量对环流的影响,提出了通过 PI 控制器调节 SVPWM 调制过程中零矢量的作用时间来抑制环流。这种方法实现简单,对系统开关频率影响较小,且环流抑制效果较好^[18]。但文献[18]中指出,文献[17]的方法不适用于并联变流器给定电流不同的场合。因此文献[18]提出了基于无差拍控制环流的方法,在两并联模块时,通过对单一模块的控制环节中 SVPWM 调制的零矢量进行调节来实现环流的抑制。该方法在并网电抗器不同以及模块电流给定值不同的场合同样适用^[18]。经过实验验证,在多模块并联且未采用交错调制的情况下,其环流抑制效果优异,而在交错调制情况下的环流抑制能力有限。

在文献[18]基础上,针对在交错调制下模块化有源前端交、直流侧分别并联带来的高、低频零序环流问题,提出了一种改进的无差拍环流抑制策略。通过环流控制器在一个开关周期内根据模块间环流大小进行计算,得出每个并联模块的零矢量调节参数,分别对各模块的零矢量占空比进行调节来抑制高、低频环流。最后通过实验验证了所提方法的有效性。

1 模块并联与模块间环流

1.1 系统结构

图 1 为有源前端模块并联系统示意图,图中包含模块 1 和模块 2,两个模块的交、直流侧分别并联。

图 1 中: O 为变压器中性点; e_a 、 e_b 、 e_c 分别为 A、B、C 三相电网电压; i_a 、 i_b 、 i_c 分别为三相电网电流; L_1 、 L_2 分别为两个模块的交流侧滤波

电感; R_1 、 R_2 分别为两个模块的线路电阻; i_{ax} 、 i_{bx} 、 i_{cx} 为各模块交流侧的输入电流, S_{1x} — S_{6x} 分别为各模块的开关管,其中 $x=1, 2$, 分别对应着两个并联模块的编号(下文中的 x 均表示模块编号); i_{p1} 、 i_{p2} 分别为两个模块的直流侧输出电流; P、N 分别表示直流侧输出的正极和负极; C 为直流侧输出滤波电容; u_{dc} 、 R_L 分别为系统直流侧的电压与负载。

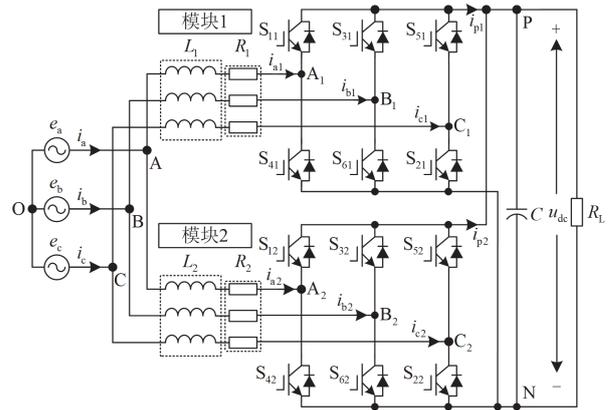


图 1 有源前端模块并联结构图

Fig. 1 Passive front-end module parallel connection diagram

1.2 交错调制与环流

为减小电流谐波含量,模块并联交错调制采用七段式 SVPWM 调制^[19-20],并将各模块的载波依次移相 $2\pi/n$, 其中 n 为并联模块的数量,本文在两模块并联基础上进行研究,载波移相角为 π 。SVPWM 调制以第一扇区为例的交错调制策略如图 2 所示。

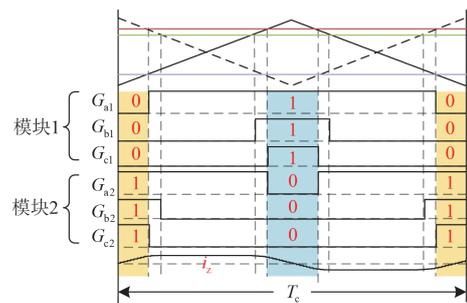


图 2 SVPWM 调制第一扇区模块控制信号与环流图

Fig. 2 SVPWM modulation first sector module control signals and loop flow diagrams

图 2 中蓝色部分表示零矢量 V_7 , 黄色部分表示零矢量 V_0 ; G_{ax} 、 G_{bx} 、 G_{cx} ($x=1, 2$) 分别为模块 1 和模块 2 的 A、B、C 相桥臂的开关管控制信号; i_z 为两并联模块间的零序环流。当 $G_{ax}=1$ 时模块 x 的 A 相上桥臂开关管 S_{1x} 导通; 当 $G_{ax}=0$ 时模块 x 的 A 相下桥臂开关管 S_{4x} 导通, G_{bx} 和 G_{cx} 可同理分析。

并联模块的开关状态不一致会在模块间产生环流路径,如图2中蓝色区域内,由于载波互差 π ,模块1各相上桥臂开关管 S_{11} 、 S_{31} 、 S_{51} 全部开通时,模块2各相下桥臂开关管 S_{42} 、 S_{62} 、 S_{22} 也全部开通,在模块1上桥臂和模块2下桥臂间形成环流通路,等效电路如图3所示,定义顺时针方向为模块间的环流方向。

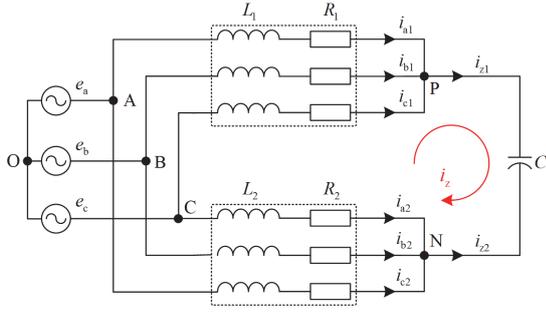


图3 两并联模块环流路径

Fig. 3 Circulation path of two parallel modules

图3中若设 i_{z1} 和 i_{z2} 分别为模块1和模块2的零序环流,则零序环流表达式为

$$\begin{cases} i_z = i_{z1} = -i_{z2} \\ i_{zx} = i_{ax} + i_{bx} + i_{cx}, x=1,2 \end{cases} \quad (1)$$

根据基尔霍夫电压定律,结合图1建立单个模块在三相静止坐标系下的数学模型^[21],如式(2)所示。

$$\begin{bmatrix} u_o \\ u_o \\ u_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} - L_x \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ax} \\ i_{bx} \\ i_{cx} \end{bmatrix} - R_x \begin{bmatrix} i_{ax} \\ i_{bx} \\ i_{cx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{ax} \\ d_{bx} \\ d_{cx} \end{bmatrix} u_{dc} \quad (2)$$

式中: u_o 为电网中性点电压; d_{ax} 、 d_{bx} 、 d_{cx} 分别为A、B、C相桥臂的输出占空比。

定义零序占空比 d_{zx} 为^[22]

$$d_{zx} = d_{ax} + d_{bx} + d_{cx} \quad (3)$$

由于系统工作在三相三线制电网,电网电压满足式(4)。

$$e_a + e_b + e_c = 0 \quad (4)$$

联合式(1)一式(4)推出两并联模块的零序环流数学模型,如式(5)所示。

$$\begin{cases} (L_1 + L_2) \frac{di_z}{dt} + (R_1 + R_2) i_z = \Delta d_z u_{dc} \\ \Delta d_z = d_{z2} - d_{z1} \end{cases} \quad (5)$$

式中: Δd_z 为模块2和模块1的零序占空比之差。

根据式(5)建立图4所示的零序环流等效电路。

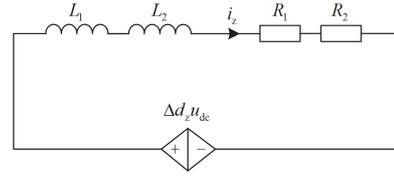


图4 零序环流等效电路

Fig. 4 Zero-sequence loop current equivalent circuit

由于 L_1 、 L_2 、 R_1 、 R_2 为定值,环流的大小与 u_{dc} 和 Δd_z 有关。当系统进入稳态后, u_{dc} 通常为定值,因此可通过调节 Δd_z ,实现对零序环流 i_z 的控制。

2 交错调制环流抑制方法

2.1 SVPWM 环流控制原理

在三相三线制系统中,七段式的SVPWM调制只要保证两个零矢量作用的总时间不变,就不会对原来的调制造成影响。因此可以根据零序电流的情况,重新调整各模块中两段零矢量的作用时间,以减小 Δd_z ,从而实现零序电流的消除^[23]。

定义一个开关周期内两个非零矢量占空比分别为 d_{1x} 、 d_{2x} ,零矢量占空比为 d_{0x} ,可得

$$d_{0x} = 1 - d_{1x} - d_{2x} \quad (6)$$

设 h_x 为零矢量调节参数,在一个开关周期 T_c 内,零矢量 V_{0x} 作用时间为 $(d_{0x}/2 + 2h_x)T_c$, V_{7x} 作用时间为 $(d_{0x}/2 - 2h_x)T_c$,其中 h_x 满足式(7)。

$$-\frac{d_{0x}}{4} \leq h_x \leq \frac{d_{0x}}{4} \quad (7)$$

建立七段式SVPWM调制第一扇区零矢量分配图,如图5所示。

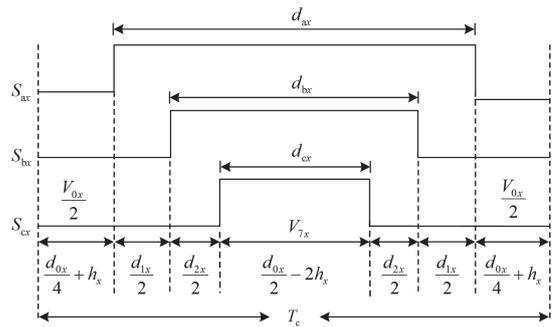


图5 七段式SVPWM调制第一扇区零矢量分配图

Fig. 5 Seven-segment SVPWM modulation first sector zero vector allocation map

在一个开关周期内, V_{0x} 和 V_{7x} 的占空比取值范围都为 $[0, d_{0x}]$,且两者占空比之和为 d_{0x} ,则结合图5并根据式(3)、式(5)和式(6)可得

$$\Delta d_z = (d_{12} + 2d_{22} - d_{11} - 2d_{21}) + \left(\frac{3}{2}d_{02} - 6h_2\right) - \left(\frac{3}{2}d_{01} - 6h_1\right) \quad (8)$$

文献[18]中的传统环流抑制策略只对模块 1 的零矢量进行调节, 即令 $h_2 = 0$, 代入式(8)推出式(9)。

$$\begin{cases} \Delta d_z = s + t \\ s = d_{12} + 2d_{22} - d_{11} - 2d_{21} \\ t = \left(\frac{3}{2}d_{02} - 0\right) - \left(\frac{3}{2}d_{01} - 6h_1\right) \end{cases} \quad (9)$$

结合式(7)可推出式(9)中 t 的取值范围为:

$$\left[\frac{3}{2}d_{02} - 3d_{01}, \frac{3}{2}d_{02}\right]。由此可得当 $s < \frac{3}{2}d_{02} - 3d_{01}$ 或 $s > \frac{3}{2}d_{02}$ 时, 传统环流抑制策略将失去调节能力。$$

2.2 改进的无差拍环流抑制策略

改进的无差拍环流抑制策略提出对模块 1 和 2 的零矢量同时控制来抑制环流, 即 h_2 也参与环流的控制。结合式(8)将 h_2 代入式(9), 得

$$t = \left(\frac{3}{2}d_{02} - 6h_2\right) - \left(\frac{3}{2}d_{01} - 6h_1\right) \quad (10)$$

结合式(7)得到 t 的取值范围为 $[-3d_{01}, 3d_{02}]$ 。此时 t 的范围更宽, 调节 Δd_z 的能力更强。

由图 2 可以看出, V_0 和 V_7 的占空比大小对环流大小的影响是相反的。因此, 当一个模块增大零矢量调节参数时, 另一个模块应该减小零矢量调节参数。此处令模块 1 和模块 2 的调节参数大小相等方向相反, 即 $h_1 = -h_2$, 由式(6)和式(8)可推出式(11)。

$$\Delta d_z = \frac{1}{2}(-d_{21} + d_{22} + d_{11} - d_{12} - 24h_2) \quad (11)$$

令 $\Delta d_{21} = -d_{21} + d_{22} + d_{11} - d_{12}$, 由式(1)、式(5)和式(11)可得

$$(L_1 + L_2) \frac{di_{z1}}{dt} + (R_1 + R_2)i_{z1} = \frac{(\Delta d_{21} - 24h_2)u_{dc}}{2} \quad (12)$$

将式(12)进行离散化得式(13)。

$$\begin{cases} A = (L_1 + L_2) \frac{i_{z1}(k+1) - i_{z1}(k)}{T} + (R_1 + R_2)i_{z1}(k) \\ B = \frac{(\Delta d_{21} - 24h_2(k))u_{dc}(k)}{2} \\ A = B \end{cases} \quad (13)$$

式中: $x(k)$ 表示 kT 时刻物理量 x 采样值; T 为采样周期, $T = 1/f_c$, f_c 为开关频率。令系统在 $k+1$ 时刻的零序电流期望值为 0, 可得式(14)。

$$h_2(k) = \frac{\Delta d_{21}}{24} + \frac{i_{z1}(k)(L_1 + L_2)}{12Tu_{dc}(k)} - \frac{(R_1 + R_2)i_{z1}(k)}{12u_{dc}(k)} = -h_1(k) \quad (14)$$

建立系统控制框图, 如图 6 所示。各模块采用统一电压控制器和独立的电流控制器(图 7 所示)进行双闭环控制。在 SVPWM 调制时对模块 1 的零序电流 i_{z1} 和 u_{dc} 进行采样, 并获取模块 1 的 d_{11} 、 d_{12} 和模块 2 的 d_{21} 、 d_{22} , 然后通过环流控制器根据式(14)计算出各模块零矢量调节参数, 并由图 5 所示的零矢量分配图实时对各模块的零矢量重新分配。

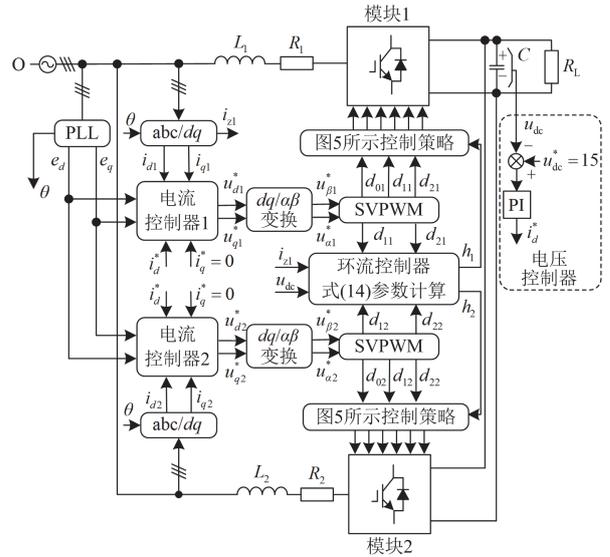


图 6 系统控制框图

Fig. 6 System control block diagram

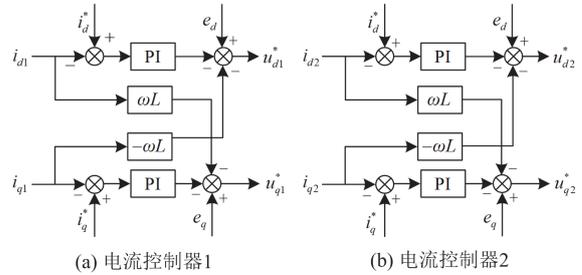


图 7 电流控制器

Fig. 7 Current controller

改进的无差拍环流抑制策略同样适用于多模块并联交错调制场景。当 n 个模块并联时, 依据以上控制方法计算出模块 1、2 的零矢量调节参数, 然后将这两个模块等效为一个虚拟模块, 并与模块 3 采用上述的控制方法进行二次计算得出模块 3 的零矢量调节参数, 并根据模块 3 的零矢量调节参数对模块 1、2 的零矢量调节参数进行修正, 进而得到每个模块的零矢量调节参数, 第 n 模块调节参数同理计算。 n 模块零矢量调节参数计算如图 8 所示。

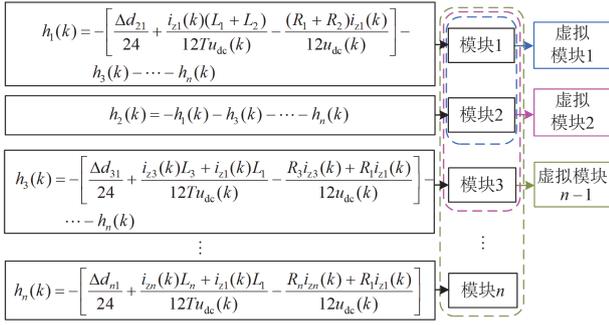


图 8 n 模块零矢量调节参数计算框图

Fig. 8 Block diagram of n-module zero-vector regulation parameter calculation

3 实验验证

为验证改进的无差拍环流抑制策略的有效性，搭建如图 9 所示的两个 VSR 模块并联的实验平台，控制器选用 TI 的 TMS320F28335 芯片，功率管选用 VISHAY(威世)IRF460。实验参数如表 1 所示。

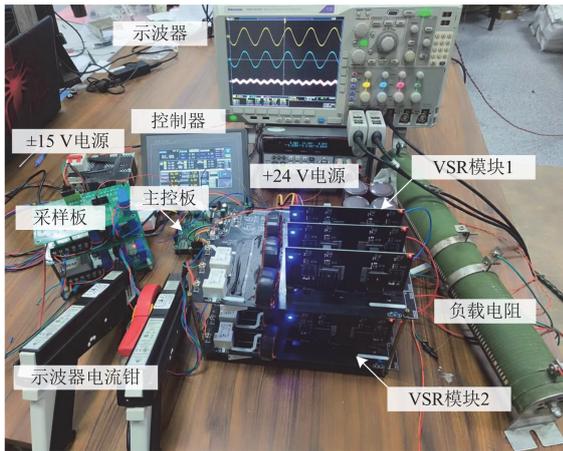


图 9 VSR 两模块并联实验平台

Fig. 9 VSR two-module parallel experiment platform

表 1 实验参数

Table 1 Experimental parameters

参数	数值
交流侧相电压有效值/V	15
交流侧相电压频率/Hz	50
输出功率 P/W	150
直流侧电压 u_{dc} /V	50
直流侧负载 R_L /Ω	16
直流侧滤波电容 C/μF	2000
开关频率 f_c /kHz	10
锁相环	$K_p = 0.1, K_i = 10$
电压外环	$K_p = 0.25, K_i = 3$
电流内环	$K_p = 15, K_i = 525$

当并联模块硬件参数不一致时，如果该控制方法能够具有良好的环流抑制和均流能力，那么在并联参数一致时，该方法的效果会更好^[24]。因此本文主要针对并联参数不一致的情况进行实验，即 $L_1 = 5 \text{ mH}$ 、 $R_1 = 0.3 \Omega$ ； $L_2 = 6 \text{ mH}$ 、 $R_2 = 0.6 \Omega$ 。为体现所提改进的无差拍环流抑制策略的效果，与文献[18]中的传统环流抑制策略分别在模块并联未采用交错调制和采用交错调制两种情况下的环流抑制结果进行了对比试验。

图 10 为模块并联时交流侧的 A 相电压、电流和直流侧电压波形图。可以看出，电压电流双闭环控制能够有效控制交流侧电流和直流侧电压；在锁相环的控制下，交流侧电压电流基本同相位且并联模块在单位功率因数下运行；直流侧电压稳定输出 50 V。

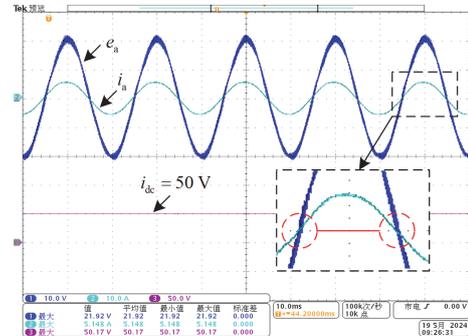
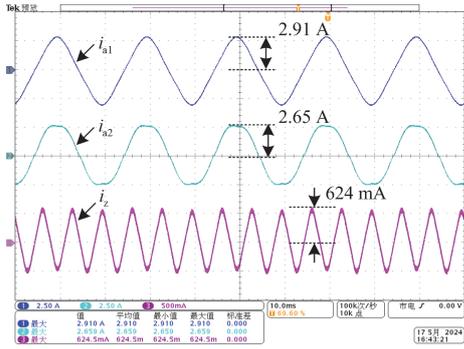


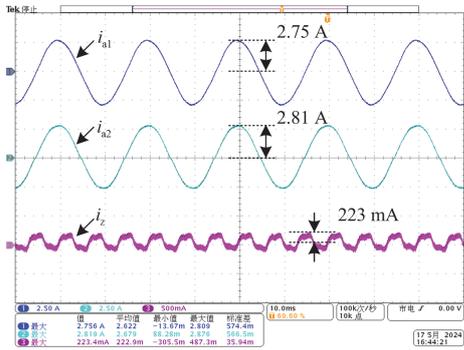
图 10 模块并联交流侧 A 相电压、电流和直流侧电压波形
Fig. 10 Waveforms of A-phase voltage, current and DC-side voltage on the AC side of the module parallel connection

图 11 为未采用交错调制时，在未采用环流抑制、采用传统环流抑制和改进的无差拍环流抑制 3 种情况下的 i_{a1} 、 i_{a2} 和 i_z 的实验波形。由图 11(a)可知，未采用环流抑制策略时，硬件参数不一致会导致环流峰值高达 624 mA，分别占模块 1、2 交流侧输入电流的 21%和 24%，使 i_{a1} 和 i_{a2} 最大值之差为 260 mA，导致 i_{a1} 和 i_{a2} 波形明显发生畸变。由图 11(b)可知，采用传统环流抑制策略时，环流峰值降为 223 mA， i_{a1} 和 i_{a2} 最大值之差降为 60 mA，且 i_{a1} 和 i_{a2} 波形趋近于正弦波。由图 11(c)可知，采用改进的无差拍环流抑制策略时，环流峰值进一步降为 196 mA， i_{a1} 和 i_{a2} 最大值之差进一步降为 50 mA，波形更加趋近于正弦波。因此可以得出：在并联未采用交错调制情况下，不抑制环流会导致交流侧输入电流波形畸变严重，模块间均流效果差。采用传统环流抑制策略和改进的无差拍环流抑制策略均能改善电网电能质量，实现良好的环流抑制和均流控制，但在环流抑制上改进的无差拍环流抑制策略能够将

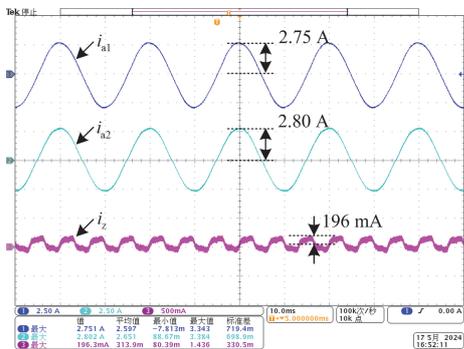
环流降低 68%, 略高于传统环流抑制策略的 64%。



(a) 未采取环流抑制策略



(b) 传统环流抑制策略



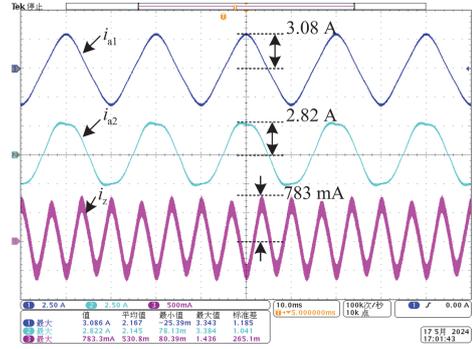
(c) 改进的无差拍环流抑制策略

图 11 两模块并联未采用交错调制下的环流对比

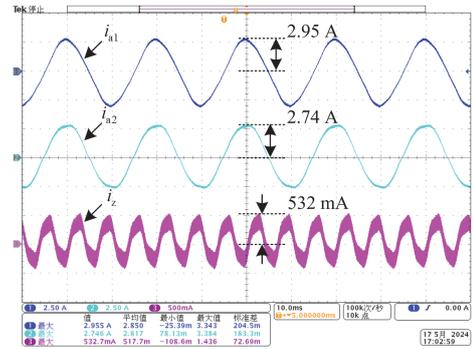
Fig. 11 Comparison of circulating currents with two modules in parallel without interleaved modulation

图 12 为模块并联在交错调制时, 未对环流进行抑制、传统环流抑制和改进的无差拍环流抑制 3 种情况下的 i_{a1} 、 i_{a2} 和 i_z 的实验波形。由图 12(a)可知, 在未采用环流抑制策略时, 两模块并联环流峰值为 783 mA, i_{a1} 和 i_{a2} 峰值差为 260 mA, 交流侧电流波形畸变严重。由图 12(b)可知, 采用传统环流抑制策略时, 环流峰值为 532 mA, i_{a1} 和 i_{a2} 峰值差为 210 mA, 交流侧电流波形依旧存在畸变。如图 12(c)所示, 采用改进的无差拍环流抑制策略时, 环流峰

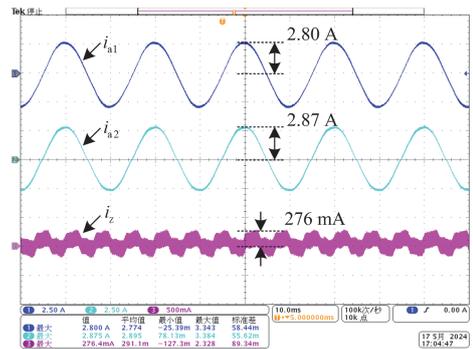
值为 276 mA, i_{a1} 和 i_{a2} 峰值差为 70 mA, 交流侧电流波形趋近正弦波。因此可以得出: 在并联采用交错调制情况下, 传统环流抑制策略仅能够将环流降低 32%, 而改进的无差拍环流抑制策略能够将环流降低 65%, 且改进的无差拍环流抑制策略依旧能够改善交流侧电流波形的畸变和模块间的均流。



(a) 未采取环流抑制策略



(b) 传统环流抑制策略



(c) 改进的无差拍环流抑制策略

图 12 两模块并联采用交错调制下的环流对比

Fig. 12 Comparison of circulating currents under parallel connection of two modules using interleaved modulation

图 13 为两模块并联采用交错调制下, 半载到满载范围内, 不同功率时刻的环流抑制率对比图。从图 13 可看出, 模块间环流随输出功率增加而变大, 在功率变化时, 传统环流抑制策略下环流抑制率为

30%，改进的无差拍环流抑制策略下环流抑制率为60%。对比发现改进的无差拍环流抑制策略在模块交错并联时具有良好的环流抑制效果。

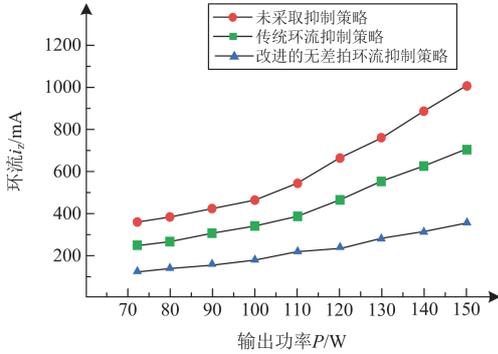
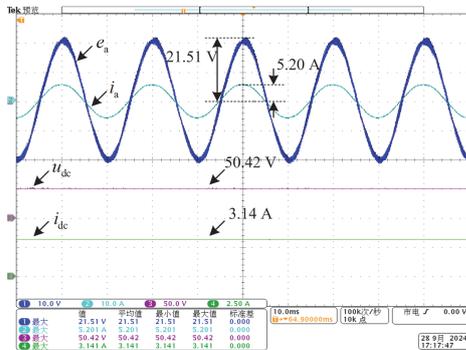
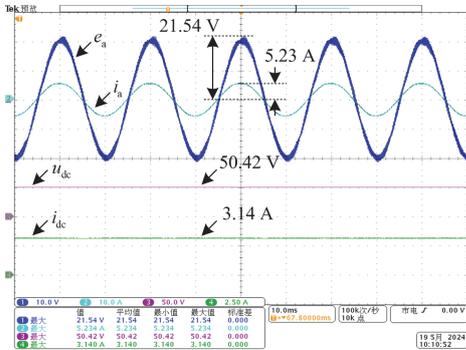


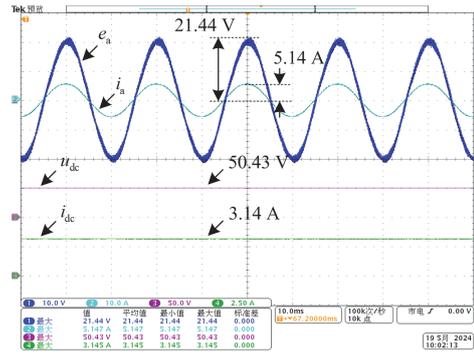
图 13 不同功率时刻的环流抑制率对比

Fig. 13 Comparison of circulating current suppression rate at different power moments

图 14 为两并联模块采用交错调制时，在未对环流进行抑制、传统环流抑制和改进的无差拍环流抑制 3 种情况下，满载输入和输出电压电流对比。可以看出，未采取环流抑制策略时，输入功率为 169.0 W，输出功率为 158.3 W，整机效率为 93.7%。采用传统环流抑制策略时，输入功率为 167.7 W，输出功率为 158.3 W，整机效率为 94.4%。采用改进的无差拍环



(b) 传统环流抑制策略



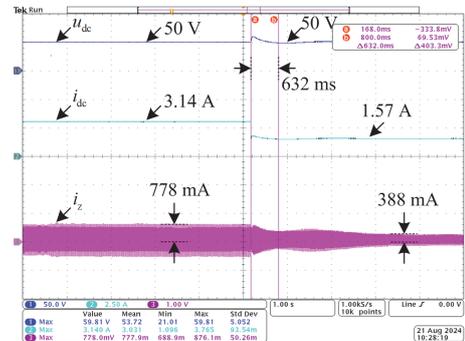
(c) 改进的无差拍环流抑制策略

图 14 两并联模块采用交错调制下的满载输入和输出电压电流对比

Fig. 14 Comparison of full load input and output voltage and current for two parallel modules using interleaved modulation

流抑制策略后输入功率为 165.3 W，输出功率为 158.6 W，整机效率为 95.8%。对比可知：采用改进的无差拍环流抑制策略能够将整机效率从未采取环流抑制策略的 93.7%提高至 95.8%，略高于采用传统环流抑制策略的 94.4%。

图 15 为两并联模块采用交错调制时，负载由满载突变到半载条件下，未采取环流抑制策略、采用传统环流抑制策略和改进的无差拍环流抑制策略下 u_{dc} 、 i_{dc} 和 i_z 的波形对比。由图 15(a)一图 15(c)对比可以看出，3 种条件下直流侧输出电压在突变前后电压值基本不变；直流侧输出电流和模块间环流在突变后变为原来的一半。但分析突变后系统重新恢复稳定的时间可以发现，未采取环流抑制策略时，系统在负载突变情况下重新恢复稳定运行的时间为 632 ms；采用传统环流抑制策略、改进的无差拍环流抑制策略时系统重新恢复稳定的时间分别为 522 ms、378 ms。通过对比可以得出：改进的无差拍环流抑制策略相比于未采取环流抑制策略时，可以将系统重新恢复稳定的时间减小 40%，高于采用传统环流抑制策略时的 17%，且改进的无差拍环流抑制策略在负载突变前后均有良好的环流抑制能力。



(a) 未采取环流抑制策略

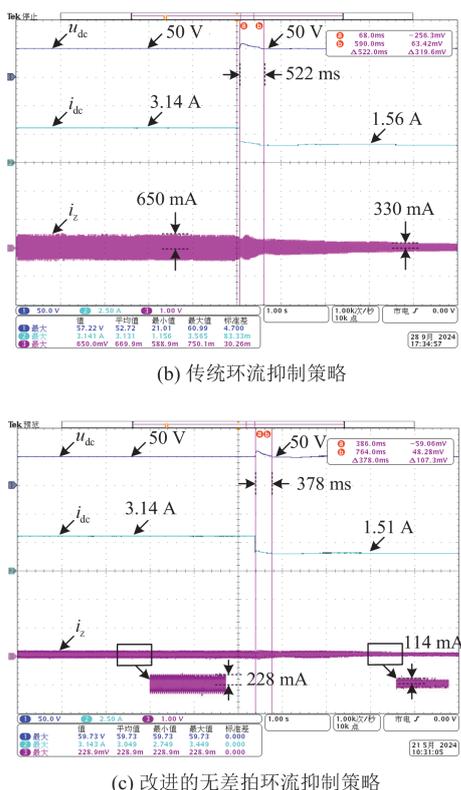


图 15 两并联模块采用交错调制时的负载突变对比

Fig. 15 Comparison of load surges with two parallel modules using interleaved modulation

4 结论

在无差拍控制的基础上, 针对储能变流器有源前端多模块并联且采用交错调制的场景, 本文提出了一种改进的无差拍环流抑制策略。该策略通过环流控制器得出每个模块的调节参数, 对各模块 SVPWM 调制过程中的零矢量进行调节来抑制环流。本文分析了多模块并联时的环流模型, 给出了环流控制器的设计方法, 最后在硬件参数不一致情况下进行实验, 并在系统稳态和暂态条件下验证了该方法的可行性。理论和实验分析结果表明, 该方法适用于交、直流侧分别并联的模块化有源前端交错调制系统。在交流侧电感和线路电阻不一致的场合下, 能实现模块间环流抑制和均流控制, 并提高系统效率。在负载突变时对环流依旧具有良好的控制效果并能减小系统恢复稳定的时间。

参考文献

[1] 杨鹏, 李倩, 赵军愉, 等. 应用于储能的改进电流型 LC 并联谐振变换器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2023, 35(11): 33-42, 49.
 YANG Peng, LI Qian, ZHAO Junyu, et al. Improved current-type LC parallel resonant converter for energy

storage[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2023, 35(11): 33-42, 49.

[2] 刘振国, 金铭, 于海, 等. 交流微电网直流互联变流器系统多阻抗优化控制[J]. 中国电力, 2023, 56(2): 93-101, 156.
 LIU Zhanguo, JIN Ming, YU Hai, et al. A multi-impedance optimization control for AC microgrid DC interconnected converter system[J]. Electric Power, 2023, 56(2): 93-101, 156.

[3] 吴中东, 丁石川, 郭小璇, 等. 一种并联逆变器自适应下垂控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(7): 84-94.
 WU Zhongdong, DING Shichuan, GUO Xiaoxuan, et al. An adaptive droop control method for parallel inverters[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(7): 84-94.

[4] 朱利锋, 吴彬锋, 宋恩亮, 等. 主从结构下储能变流器并联运行建模与附加控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(7): 54-63.
 ZHU Lifeng, WU Bin Feng, SONG Enliang, et al. Modelling and additional control for parallel operation of power converters in ESS under master-slave scheme[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022, 34(7): 54-63.

[5] 夏向阳, 蒋戴宇, 曾小勇, 等. 基于虚拟振荡器控制的储能变流器控制策略研究[J]. 中国电力, 2024, 57(11): 70-77.
 XIA Xiangyang, JIANG Daiyu, ZENG Xiaoyong, et al. Research on control strategy of power conversion system based on virtual oscillator control[J]. Electric Power, 2024, 57(11): 70-77.

[6] 何国锋, 周子淳, 张国勇, 等. 孤岛光伏并联逆变器系统的固定时间模糊反步控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 147-156.
 HE Guofeng, ZHOU Zichun, ZHANG Guoyong, et al. Fixed-time fuzzy backstepping control strategy for islanded photovoltaic parallel inverters[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 147-156.

[7] YAO Tingting, GUAN Yueshi, WANG Wei. A high efficiency multi-module parallel RF inverter system for plasma induced hydrogen[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(1): 1-11.

[8] 郑征, 李佩柯, 李绍令, 等. 模块化多电平变换器分数阶 PI λ 环流抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(1): 113-121.
 ZHENG Zheng, LI Peike, LI Shaoling, et al. Fractional order PI λ circulating current suppressing strategy for modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(1): 113-121.

[9] QUAN Zhongyi, LI Yunwei. Suppressing zero-sequence circulating current of modular interleaved three-phase converters using carrier phase shift PWM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4):

- 3782-3792.
- [10] 贺诗明, 王亚东, 刘邦银. 并联逆变器变开关频率交错零矢量 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2275-2286.
HE Shiming, WANG Yadong, LIU Bangyin. Variable switching frequency interleaved zero-vector PWM scheme for paralleled inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2275-2286.
- [11] WALKER L H. 10-MW GTO converter for battery peaking service[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1990, 26(1): 63-72.
- [12] ASIMINOAEI L, AELOIZA E, ENJETI P N, et al. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1175-1189.
- [13] ZHAO Yifan, LIPO T A. Space vector PWM control of dual three phase induction machine using vector space decomposition[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1995, 31(5): 1100-1109.
- [14] 陈佳明. 并联三相 PWM 变换器不平衡运行条件下电流控制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
CHEN Jiaming. Current control of parallel three-phase PWM converters under unbalanced operating conditions[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015.
- [15] 温春雪, 李建林, 朱晓光, 等. 基于交错断续空间矢量调制的并联 PWM 变流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(10): 71-80.
WEN Chunxue, LI Jianlin, ZHU Xiaoguang, et al. Control strategy for parallel PWM converters with interleaved discontinuous space-vector modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(10): 71-80.
- [16] CHEN T. Zero-sequence circulating current reduction method for parallel HEPWM inverters between AC bus and DC bus[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 290-300.
- [17] YE Zhihong, BOROYEVICH D, CHOI J Y, et al. Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 609-615.
- [18] ZHANG Xueguang, ZHANG Wenjie, CHEN Jiaming, et al. Deadbeat control strategy of circulating currents in parallel connection system of three-phase PWM converter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(2): 406-417.
- [19] 陈滨斐, 万向民, 陈书桐, 等. 基于改进梅森旋转算法的永磁同步电机双随机 SVPWM 高频电磁振动抑制[J/OL]. 电工技术学报: 1-14[2024-10-15]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240639>.
CHEN Zhenfei, WAN Xiangmin, CHEN Shutong, et al. Double random SVPWM high-frequency electromagnetic vibration suppression of permanent magnet synchronous machine based on Improved Mersenne twister algorithm[J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society: 1-14[2024-10-15]. <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240639>.
- [20] 李辉, 王毅, 杨晓萍. 三相整流器并联运行环流抑制策略[J]. 西安理工大学学报, 2015, 31(3): 289-294.
LI Hui, WANG Yi, YANG Xiaoping. Control strategy of circulating current for parallel PWM converters[J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2015, 31(3): 289-294.
- [21] 肖怡. 三相并联 PWM 逆变器的环流分析及控制方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
XIAO Yi. Research on analysis and control strategy of circulating current of parallel three-phase PWM inverters[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017.
- [22] 李山, 葛宇航, 郭强. 多并联三相整流器环流抑制策略的研究[J]. 重庆理工大学学报(自然科学版), 2021, 35(10): 194-201.
LI Shan, GE Yuhang, GUO Qiang. Research on circulation control strategy based on parallel three-phase PWM rectifier[J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science Edition), 2021, 35(10): 194-201.
- [23] 马璐, 刘莉, 雷蕾, 等. 并联三相逆变器环流的双变零矢量控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(21): 74-81.
MA Lu, LIU Li, LEI Lei, et al. Research on circulation current control of double changed zero vector for parallel three-phase inverters[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(21): 74-81.
- [24] 张厚升, 张磊, 姜吉顺, 等. 两并联三相 PWM 整流器零序环流抑制与均流控制[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(2): 153-160, 168.
ZHANG Housheng, ZHANG Lei, JIANG Jishun, et al. Circulating current suppressing and current balancing for two parallel three-phase PWM rectifiers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(2): 153-160, 168.

收稿日期: 2024-08-04; 修回日期: 2024-12-03

作者简介:

张国澎(1981—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为大功率电力电子变换器、电能质量、智能电网等; E-mail: zhanggupeng@hpu.edu.cn

华森(1999—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为储能变流器有源前端交错并联控制及其环流抑制; E-mail: 1469726928@qq.com

郑征(1965—), 女, 博士, 教授, 研究方向为可再生新能源功率变换与并网技术、大功率电力电子与电力系统控制。E-mail: zhengzh@hpu.edu.cn

(编辑 张颖)