

# 面向级联耦合并联拓扑结构的环流抑制方法研究<sup>①</sup>

秦瑛康<sup>1</sup>, 李琪<sup>1</sup>, 刘朝辉<sup>2</sup>, 李智超<sup>2</sup>, 孙浩男<sup>1</sup>, 王大方<sup>1</sup>

1. 哈尔滨工业大学(威海)汽车工程学院

2. 国家新能源汽车技术创新中心

**【摘要】**为避免循环电流对电机模拟器电路安全性以及电流谐波的不良影响,本文基于软硬件结合的方式对电机模拟器n支路多电平并联结构高频环流和低频环流进行抑制。在硬件上,选取了级联耦合拓扑结构进行高频环流的抑制,基于耦合网络状态方程来印证这一结构对高频环流的抑制效果;在软件上,通过对模型的逆运算设计均流控制策略,并通过离散系统特征值的分析方法判断其鲁棒性。基于电机模拟器的实验结果证明了该方法在多电平并联电路中对高低频环流均有着较好的抑制效果,同时也能够减小系统的全局谐波含量(Total Harmonic Distortion, THD)。该方法适用于电机模拟器任意支路数的并联结构,且不会随着支路数增加而使复杂度上升。

**【关键词】**并联多电平, 均流控制策略, 级联耦合电感, 环流抑制

## Research on Circulating Current Suppression Method for Cascade Coupled Parallel Topology

Qin Yingkang<sup>1</sup>, Li Qi<sup>1</sup>, Liu Chaohui<sup>2</sup>, Li Zhichao<sup>2</sup>, Sun Haonan<sup>1</sup>, Wang Dafang<sup>1</sup>

1. School of Automotive Engineering, Harbin Institute of Technology (Weihai)

2. National New Energy Vehicle Technology Innovation Center

**Abstract:** To avoid the negative impacts of circulating current on the safety of the e-motor emulator circuit and current harmonics, the high-frequency circulating current and low-frequency circulating current of the n-branch multi-level parallel structure is suppressed based on the combination of software and hardware. In terms of hardware, the cascade coupled inductance topology is selected to suppress high-frequency circulation, and the suppression effect of this structure on high-frequency circulation is verified based on the state equation of the coupled network. What is more, the current sharing strategy is designed by inverse operation of the model, and its robustness is judged by analyzing the eigenvalues of the discrete system. Ultimately, experimental results show that the proposed method is effective in suppressing high and low frequency circulation in multilevel parallel circuits, which can also reduce the total harmonic distortion (THD) of phase current. This method can efficiently adapt to parallel structures with different number of branches, and the complexity will not enhance with the increase of the number of branches.

**Key words:** parallel multilevel, current sharing control strategy, cascade coupled inductance, circulating current suppression

## 引言

并联多电平拓扑结构有着输出谐波特性好、电压应力低、能量利用率高和可靠性高等优点<sup>[1-4]</sup>, 成为近年研究的热点。但与此同时, 多支路并联会引入环流问题<sup>[5]</sup>, 进而增加电流总谐波的失真, 进而大幅提高导通损耗, 致使逆变器总效率降低<sup>[6]</sup>, 甚至造成部分功率器件损坏<sup>[7]</sup>。环流问题的存在使并联多电平结构的应用具有局限性, 所以解决并联多电平的环流问题对系统的稳定性、可靠性与高效性都有着十分显著的价值。

并联拓扑结构的环流主要由高频环流和低频环流组成<sup>[8]</sup>。低频环流是指频率与基频近似的循环电流, 而高频环流是指频率近似等于开关频率的循环电流<sup>[9]</sup>。通常使用无源器件对高频环流进行抑制<sup>[10-15]</sup>。并联输出耦合网络作为一种抑制高频环流的无源器件, 在现阶段主要可以分为隔

离、共模和耦合三种结构类型。其中, 隔离结构的成本昂贵、结构笨重、效率较低<sup>[10]</sup>。共模结构则是利用三相电流之和为零, 来抑制零序环流, 但在电平数增加时, 其控制方法会变复杂<sup>[11-14]</sup>。传统耦合网络难以模块化, 扩展性差, 仅能应用于少量支路数固定的并联逆变器结构, 没有普适性<sup>[15]</sup>。本文采用的级联耦合网络, 具有差模电感大, 共模电感小的优点<sup>[16]</sup>, 并具有较好的可拓展性。因此, 本文将分析并研究其对多电平并联结构中高频环流的抑制效果。

低频环流的抑制, 大多通过基于软件的调制和控制的方法来实现<sup>[17-19]</sup>。文献[17]通过重新分配单个周期非零矢量的作用时间来抑制零序电流的产生。这种方法不改变零电压矢量的分配, 可降低调制处理中的开关频率。然而, 此方法仅适用于两并联逆变器结构, 对于多条支路并联结构, 情况将变得十分复杂。文献[18]提出了一种基于PI控制的均流控制策略。通过低通滤波器滤除经过坐标变换后DQ轴的高频环流信号, 并将ABC轴电流的差值利用PI控制进行

① 基金项目: 国家自然科学基金(52072098)、哈尔滨工业大学重大科研项目培育计划(ZDXMPY20180109)、威海市产业技术研究院专项扶持资金(202001PTXM05)

均流。类似的方法可能会削弱部分有效的 DQ 轴信号，还会引起低通滤波相移现象。文献 [19] 用电流空间矢量的大小来定义控制器环流，并基于此进行零序电流控制。因为涉及大量坐标变换，所以集中控制计算量大，分布控制需要同步通信，实现复杂。

本文的主要贡献是找到相较于传统耦合拓扑结构、高频环流抑制效果和拓展性更好的级联耦合拓扑结构。建立搭配级联耦合电感的并联多电平拓扑结构的状态方程，基于逆运算来设计有效的均流控制策略。在对系统离散化后，基于特征值分析所设计的环流抑制算法稳定性。基于所提出环流抑制算法基本思路，结合耦合网络硬件结构，利用实验平台进行系统验证，分析并联多电平结构的支路电流、环流和相电流特性，并通过快速傅里叶分析 (Fast Fourier Transform, FFT)，发现该方法可以降低系统电流总谐波含量，

## 1 并联拓扑结构均流控制策略设计

### 1.1 输出耦合网络数学模型

高频循环电流通常利用多种无源器件进行抑制。本文在并联多电平结构输出端添加级联耦合电感结构形成耦合网络，进而抑制高频环流。如图 1 所示为单相级联耦合并联拓扑结构图， $n$  个逆变器并联后通过右侧的级联耦合电感结构输出功率特性。级联耦合电感是由多个共模电感级联耦合后形成的特殊结构，第一支路电流通过共模电感与第二支路耦合，以此类推逐级耦合。从下列公式可以看出，级联耦合结构有着较小的共模电感和较大的差模电感。因此在抑制高频环流的同时，也能保证该耦合网络产生较小的损耗。

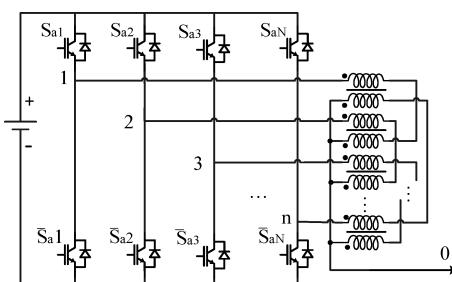


图 1 单相级联耦合电感拓扑结构图

级联耦合电感结构的电感矩阵为

$$L_0 = \begin{bmatrix} 2L & -M & 0 & \cdots & -M \\ -M & 2L & -M & \cdots & 0 \\ 0 & -M & 2L & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -M & 0 & 0 & \cdots & 2L \end{bmatrix} \quad (1)$$

假设所有共模电感电气参数具有一致性，忽略其电阻，对于共模信号，输出阻抗为

$$\tilde{L}_{cm} = \frac{2L}{n} \quad (2)$$

对于差模信号，差模阻抗为

$$\tilde{L}_{dm} = \frac{2L}{n-m} + \frac{2L}{m} \quad (3)$$

当  $n$  为大于 0 的偶数，则

$$\tilde{L}_{dm\_min} = \frac{8L}{n} \quad (4)$$

当  $n$  为奇数，则

$$\tilde{L}_{dm\_min} = \frac{8nL}{n^2+1} \quad (5)$$

式中， $L$  是级联耦合电感的自感，单位为 H； $M$  是级联耦合电感的互感，单位为 H； $\tilde{L}_{cm}$  是等效共模电感，单位为 H； $\tilde{L}_{dm}$  是等效差模电感，单位为 H； $\tilde{L}_{dm\_min}$  是最小等效差模电感，单位为 H； $n$  是总支路数； $m$  是当前时刻开启支路数。

由公式 (5) 可知，级联耦合结构输出阻抗（共模阻抗）等于漏感，其值较小，从而使输出耦合网络损耗较低；级联耦合结构差模阻抗较大，当每一相支路间产生环流时，差模阻抗可以很好地对其进行抑制，从而降低系统中的高频环流。除此之外，级联耦合结构克服了传统拓扑结构的可拓展性差的缺点，可以便捷地应用于任意支路数量的多电平并联结构。

### 1.2 均流控制策略设计

基于级联耦合电感结构建立输出耦合网络的数学模型，结合图 1 单相级联耦合结构示意图，通过基尔霍夫电压定律计算实际输出相电压：

$$v = L \frac{d}{dt} i + R i + V_0 \quad (6)$$

同理，可得目标电压公式

$$v^* = L \frac{d}{dt} i^* + R i^* + V_0 \quad (7)$$

式中

$$v = [v_1, v_2, \dots, v_n]^T \quad (8)$$

$$i = [i_1, i_2, \dots, i_n]^T \quad (9)$$

$$v^* = [v_1^*, v_2^*, \dots, v_n^*]^T \quad (10)$$

$$i^* = [i_1^*, i_2^*, \dots, i_n^*]^T \quad (11)$$

$$i_1^* = i_2^* = \dots = i_n^* = \sum_{j=1}^n \frac{i_j}{n} \quad (12)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & R_n \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$L = \begin{bmatrix} L_{1,1} + L_{2,2} & -M_2 & 0 & \cdots & -M_1 \\ -M_2 & L_{2,1} + L_{3,2} & -M_3 & \cdots & 0 \\ 0 & -M_3 & L_{3,1} + L_{4,2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -M_1 & 0 & 0 & \cdots & L_{n-1} + L_{1,2} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中， $i_n$  是支路实际电流，单位为 A； $i_n^*$  是支路目标电流，单位为 A； $v_n$  是支路实际电压，单位为 V； $v_n^*$  是支路目标电压，单位为 V； $M_n$  是支路互感，单位为 H； $L_{n-1}$  是共模电感第 1 线圈自感，单位为 H； $L_{n-2}$  是共模电感第 2 线圈自感，单位为 H； $R_n$  是支路电阻  $\Omega$ 。

用目标电压值与当前实际电压值做差即可得到均流控制策略的补偿电压。由式 (7) 减去式 (6)，可得

$$v^* - v = L \frac{d}{dt}(i^* - i) + R(i^* - i) \quad (15)$$

式中,  $i^* - i$  是目标电流与实际电流的差值, 单位为 A;  $v^* - v$  是目标电压与实际电压的差值 (V), 也可以称之为均流控制策略的目标补偿电压, 如果令  $\Delta v = v^* - v$ ,  $\Delta i = i^* - i$ , 则可将式 (15) 简化为下式

$$\Delta v = L \frac{d}{dt} \Delta i + R \Delta i \quad (16)$$

将式 (16) Tustin 离散后可得

$$\Delta v(k+1) + \Delta v(k) = \frac{2L}{T_s} [\Delta i(k+1) - \Delta i(k)] + R[\Delta i(k+1) + \Delta i(k)] \quad k \in N \quad (17)$$

$$R[\Delta i(k+1) + \Delta i(k)] \quad k \in N$$

式中,  $T_s$  是离散周期, 单位为 s。

简化式 (17), 令

$$\Delta v(k+1) = k_v \Delta v(k) \quad (18)$$

$$\Delta i(k+1) = k_i \Delta i(k) \quad (19)$$

本文目标是抑制环流, 对于下一时刻环流  $\Delta i(k+1)$  绝对值应该小于  $\Delta i(k)$ 。同理, 下一时刻补偿电压  $\Delta v(k+1)$  绝对值应该小于  $\Delta v(k)$ 。则

$$\begin{cases} |k_v| \leq 1 \\ |k_i| \leq 1 \end{cases} \quad (20)$$

$$\Delta v(k) = \left[ \frac{2L(k_v-1)}{T_s(k_v+1)} + \frac{R(k_i+1)}{k_v+1} \right] \Delta i(k) \quad k \in N \quad (21)$$

为防止补偿电压过大影响相电流闭环控制, 考虑简化计算, 结合电感  $L$  与离散周期  $T_s$  相差两个数量级, 取  $k_v = 0$ ,  $k_i = 0.995$ 。

$$\Delta v(k) = \left( -\frac{L}{100T_s} + 1.995R \right) \Delta i(k) \quad k \in N \quad (22)$$

如图 2 所示为均流控制策略的系统框图。均流控制策略的具体实现方式如下:

1) 首先利用电流传感器测量各分支电路的电流, 计算环流大小  $\Delta i_n$ 。

2) 按照公式 (22) 计算各支路所需要的补偿电压, 并限幅以避免过调制。

3) 将补偿电压以调制波的形式进行占空比换算, 向逆变器输出 PWM 控制信号。

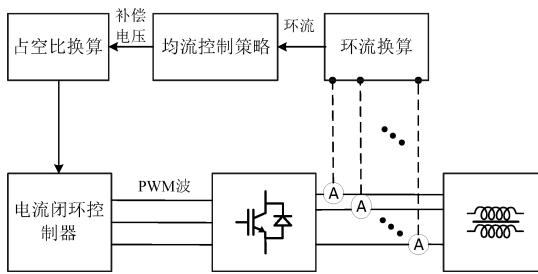


图 2 均流控制策略系统框图

该方法的特点是在级联耦合结构的基础上, 通过建立精确的数学模型, 并进行逆运算求取每个时刻的补偿电压以及占空比, 完成对低频环流的抑制。该补偿电压是基于本文选取的级联耦合结构所求出的, 与该结构有较强的适配性, 同时不会随着支路数的增加而导致该方法复杂度的提升, 并具有较好的可拓展性。

## 2 均流控制策略稳定性分析

该研究针对输出耦合网络系统, 其受外部环境影响较小, 可视为线性定常系统。下文给出该系统的状态方程, 并分析其稳定性。根据式 (17) 可求得系统的状态方程

$$\Delta I(k+1) = A \Delta I(k) + B [\Delta V(k+1) + \Delta V(k)] \quad (23)$$

$$\begin{cases} A = \left( \frac{2L}{T_s} + R \right)^{-1} \left( \frac{2L}{T_s} - R \right) \\ B = \left( \frac{2L}{T_s} + R \right)^{-1} \end{cases} \quad (24)$$

式中,  $A$  是系统转移矩阵;  $B$  是系统输入矩阵。

考虑到状态方程涉及逆矩阵, 需验证矩阵  $B$  的可逆性。

$$|B| = \begin{vmatrix} L_{1\_1} + L_{2\_2} & -M_2 & 0 & \cdots & -M_1 \\ -M_2 & L_{2\_1} + L_{3\_2} & -M_3 & \cdots & 0 \\ 0 & -M_3 & L_{3\_1} + L_{4\_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -M_1 & 0 & 0 & \cdots & L_{n\_1} + L_{1\_2} \end{vmatrix} = \prod_{n-1 \geq i \geq 1} (L_{i\_1} + L_{i+1\_2}) (L_{n\_1} + L_{1\_2}) + 2 \prod_{n \geq i \geq 1} M_i > 0 \quad (25)$$

$$|B| = \begin{vmatrix} R_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & R_n \end{vmatrix} = \prod_{n \geq i \geq 1} R_i > 0 \quad (26)$$

已验证公式 (25), (26) 矩阵的行列式大于零, 由于离散周期  $T_s > 0$ , 则

$$\begin{vmatrix} \frac{2L}{T_s} + R & \\ \end{vmatrix} = \left( \frac{2}{T_s} \right)^n \begin{vmatrix} \tilde{L}_1 & -M_2 & 0 & \cdots & -M_1 \\ -M_2 & \tilde{L}_2 & -M_3 & \cdots & 0 \\ 0 & -M_3 & \tilde{L}_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -M_1 & 0 & 0 & \cdots & \tilde{L}_n \end{vmatrix} = \prod_{n-1 \geq i \geq 1} (\tilde{L}_{i\_1} + \tilde{L}_{i+1\_2}) (\tilde{L}_{n\_1} + \tilde{L}_{1\_2}) + 2 \prod_{n \geq i \geq 1} M_i > 0 \quad (27)$$

$$\tilde{L}_i = L_{i\_1} + L_{n-i+1\_2} + \frac{T_s}{2} R_n > 0 \quad (28)$$

根据式 (28) 可知  $\tilde{L}_i > 0$ , 再结合式 (27) 可知  $|B| > 0$ , 则  $B$  存在逆矩阵。

本文基于级联耦合网络搭建了六支路并联多电平结构。表 1 为实际单相输出耦合网络电气参数, 下文将在基于此进行稳定性分析。

表 1 单相输出耦合网络电气参数

参数	1	2	3	4	5	6
$R/m\Omega$	10.62	10.63	10.6	10.6	10.81	11.63
$L_{n\_1}/mH$	14.52	15.83	14.96	15.46	15.62	14.14
$L_{n\_2}/mH$	14.31	15.93	14.87	15.25	15.82	14.23
$M_n/mH$	14.03	15.52	14.71	14.95	15.34	13.86

将表格 1 中的实际耦合网络电气参数代入系统转移矩阵

A、输入矩阵 B 中, 令离散周期  $T_s$  为 0.1s, 则:

$$A = \begin{bmatrix} -0.8235 & 0.1504 & 0.1330 & 0.1256 & 0.1308 & 0.1477 \\ 0.1505 & -0.8204 & 0.1502 & 0.1322 & 0.1277 & 0.1337 \\ 0.1328 & 0.1498 & -0.8221 & 0.1476 & 0.1326 & 0.1275 \\ 0.1253 & 0.1318 & 0.1476 & -0.8262 & 0.1475 & 0.1310 \\ 0.1331 & 0.1299 & 0.1353 & 0.1504 & -0.8200 & 0.1503 \\ 0.1618 & 0.1463 & 0.1399 & 0.1437 & 0.1617 & -0.8046 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$B = \begin{bmatrix} 8.3099 & 7.0793 & 6.2630 & 5.9122 & 6.1562 & 6.9549 \\ 7.0793 & 8.4469 & 7.0657 & 6.2172 & 6.0062 & 6.2887 \\ 6.2630 & 7.0657 & 8.3937 & 6.9622 & 6.2569 & 6.0139 \\ 5.9122 & 6.2172 & 6.9622 & 8.1982 & 6.9557 & 6.1779 \\ 6.1562 & 6.0062 & 6.2569 & 6.9557 & 8.3258 & 6.9499 \\ 6.9549 & 6.2887 & 6.0139 & 6.1779 & 6.9499 & 8.4013 \end{bmatrix} \quad (30)$$

改变采样周期  $T_s$  的取值, 再次计算状态转移矩阵和输入矩阵。图 3 表明, 无论离散周期如何取值, 系统状态转移矩阵的特征值全部落在单位开圆盘内。根据式 (23), 随着离散周期的下降, 电感的特性被放大, 电阻的特性被削弱, 这会使系统转移矩阵的特征值无限趋近于 -1, 所以其平衡状态  $\Delta I=0$  为渐进稳定状态。此外, 系统的离散周期  $T_s$  越小, 其稳定性越好。

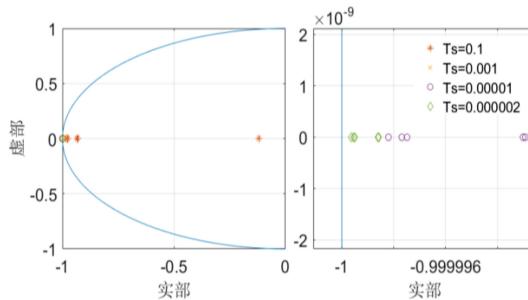


图 3 系统状态转移矩阵特征值分布图

### 3 均流控制算法仿真分析

本文所研究的并联多电平结构应用于电机模拟器系统。仿真与实验的电机模型参数见表 2, 仿真时并联多电平输出耦合网络的参数使用实际测量值, 表 1 为 W 相实测电气参数。

表 2 电机仿真模型参数

参 数	数 值
永磁体极对数 $p$	2
定子电阻 $R/\Omega$	0.03
永磁体磁链 $\Psi_f/Wb$	0.02
D 轴电感 $L_d/mH$	0.26
Q 轴电感 $L_q/mH$	0.26
电机模型解算步长 $dt/\mu s$	1

设置仿真模型仿真定步长为 0.1us, 母线电压为 500V,

目标电流幅值为 120A, 电频率为 20Hz, 均流与电流闭环控制周期都为 20us。

### 3.1 支路环流抑制仿真分析

如图 4 所示为传统耦合结构与级联耦合结构下的高频环流, 其频率均为 50kHz, 与电流闭环控制周期一致。传统耦合电感结构的环流变化幅度为 0.18A, 而本文所提出的级联耦合结构的环流变化幅度为 0.13A, 比传统耦合结构的环流幅值降低了 27.8%。传统耦合电感结构的高频环流幅值明显高于级联耦合结构, 较大地提升了对高频环流抑制的作用, 可见级联耦合结构相较于传统耦合结构对高频循环电流流抑制的优越性。由于环流还包含了一定的低频成分, 因此波形整体稍向下倾斜。

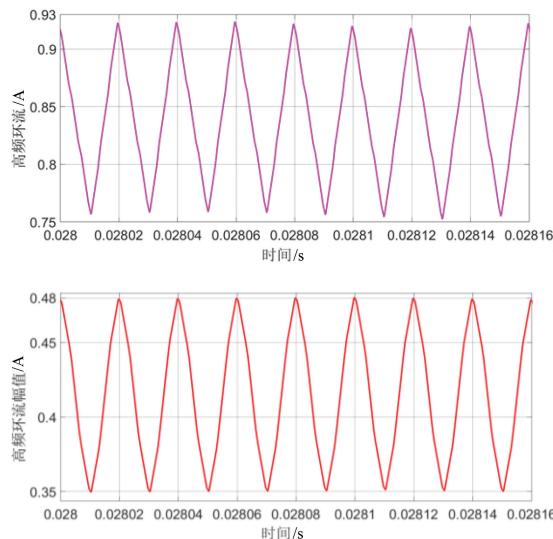


图 4 传统结构 (上) 与级联耦合结构 (下) 的高频环流对比

如图 5 所示为未加入均流控制策略各支路环流波形。可以看出, 在并联多电平系统中低频环流的频率与目标电流一致, 均为 20Hz, 且最大环流幅值大于 0.4A。如图 6 所示为加入均流控制策略后各支路环流波形。根据仿真结果可知加入均流控制策略后低频环流明显减少。由于高频环流通过级联耦合结构可以得到一定抑制, 但是在多电平结构中并不能完全消除, 所以剩余环流主要成分为高频环流, 最大值小于 0.15A, 最大低频环流降低了 62.5%。此时, 最大环流幅值仅占电流幅值的 0.75%, 充分说明该均流控制策略在级联耦合多电平并联结构的有效性。

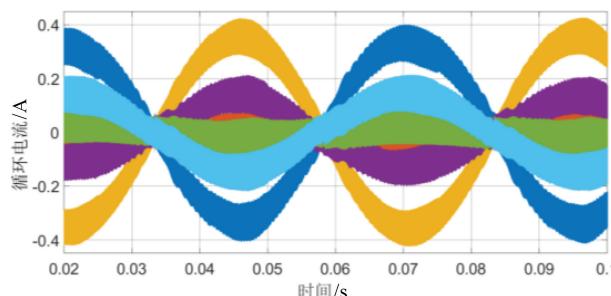


图 5 未加均流控制策略六支路环流

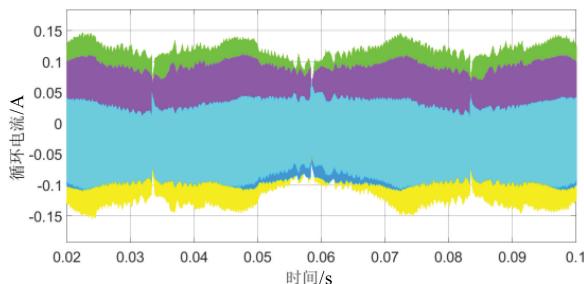


图 6 加入均流控制策略六支路环流

### 3.2 支路电流均衡性仿真分析

如图 7 所示为未应用均流控制算法的并联支路电流波形，支路电流整体呈现出较高的正弦度，这是因为逆变器等设备处于理想工况状态。右侧放大图表明支路电流在波峰和波谷附近存在较大的环流，说明电流均衡性较差。

如图 8 所示为经过均流控制算法优化后的支路电流波形。相比之下，支路电流波形的重合度得到了显著提升，且右侧放大图表明电流均衡性得到了明显的改善。经过均流处理后，最大低频环流降低了 62.5%，且均流后的最大环流幅值仅占电流幅值的 0.75%，这进一步证明了均流控制策略的有效性。

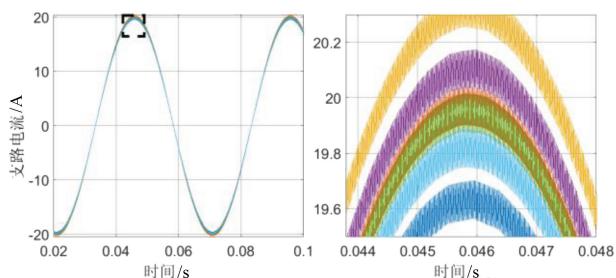


图 7 未加均流控制策略支路电流

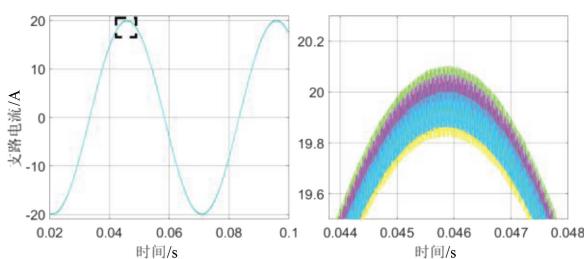


图 8 加入均流控制策略支路电流

### 3.3 支路电流谐波仿真分析

支路电流谐波会降低利用效率，严重时缩短逆变器使用寿命，甚至发生故障或烧毁。下文进行了各支路电流谐波分析，以研究均流控制策略对各支路电流波形的影响。如图 9、图 10 所示，未应用均流控制算法时第一支路电流的基波幅值为 19.63A，应用均流控制策略后的基波幅值为 19.96A，更接近目标值 20A。

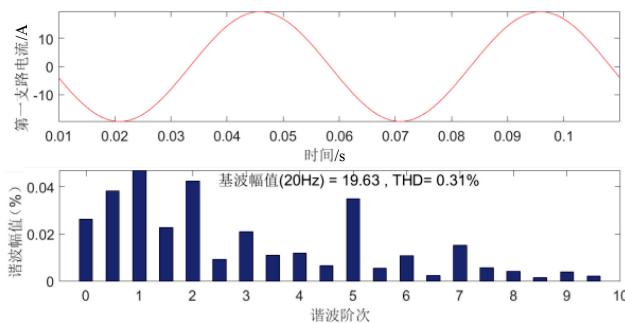


图 9 均流策略开启前第一支路电流谐波分析

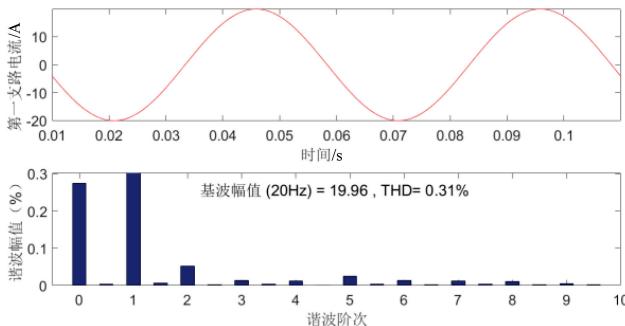


图 10 均流策略开启后第一支路电流谐波分析

控制策略后 6 条支路的基波幅值以及总谐波失真情况。可以看到应用均流控制策略后，6 条支路的基波幅值均为 19.96A，相较于未应用均流控制策略时的基波幅值有更好的一致性。均流控制策略只提高了支路电流的均衡性，并不影响谐波失真率，应用均流控制策略前后总谐波失真一致，THD 值均在 0.30% 左右。这是因为仿真时的电气特性为理想状态，仅存在输出耦合网络电气参数不一致，并联拓扑结构的谐波较小，均流控制策略难以进一步优化电流波形。后续基于实验结果的谐波分析能够体现谐波含量的明显差距。

表 3 未应用均流策略的支路基波幅值及 THD 值

支路	1	2	3	4	5	6
基波幅值	19.63	19.98	20.32	20.09	19.94	19.82
THD (%)	0.31	0.30	0.29	0.31	0.30	0.30

表 4 应用均流策略后的支路基波幅值及 THD 值

支路	1	2	3	4	5	6
基波幅值	19.96	19.96	19.96	19.96	19.96	19.96
THD (%)	0.31	0.30	0.29	0.31	0.30	0.30

## 4 实验结果分析

如图 11 为本文搭建的基于级联耦合并联拓扑结构的功率级电机模拟器实验平台，基于数学模型搭建的虚拟电机运行在高速 FPGA 板卡中，通过 SiC MOSFET 对外输出真实功率特性。电机模型的参数设置与表 2 一致，均流控制策略与电流闭环控制周期都为 20us。

表 3 与表 4 分别呈现了未应用均流控制策略和应用均流

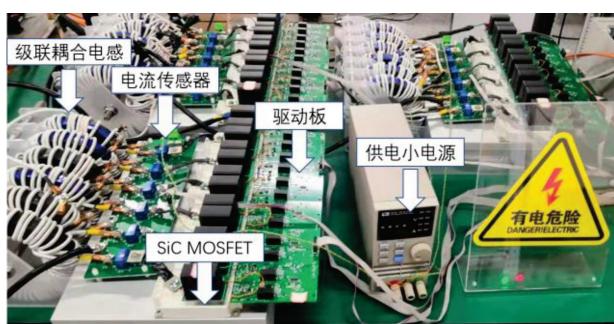


图 11 电机模拟器实验平台图

#### 4.1 支路环流抑制效果分析

如图 12 所示为目标电流 60A, 电流频率为 10Hz 条件下的实验结果。图中标记了均流控制策略开启时刻, 从上到下分别为支路电流、环流以及相电流的波形图。

由图 12 可知, 在应用均流控制策略前, 每条支路的环流幅值都高于 2A, 然而在应用均流控制策略后, 支路环流幅值降低到 0.2A 左右, 环流幅值降低了 90%。

图 13 为图 12 支路电流波形图中黑色边框标记处的放大图, 其中图 13a 为均流控制策略未开启时的支路电流波形, 图 13b 为均流控制策略开启后的支路电流波形。

图 13a 展示了均流控制策略未开启前支路电流有明显的不均衡现象, 图 13b 则呈现了均流控制策略开启后的支路电流波形。由此可见, 本文所提出的均流控制策略具备良好的均衡效果。

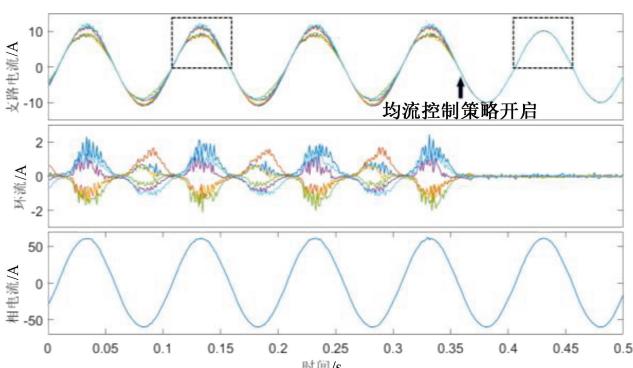


图 12 单相 6 支路并联结构的实验结果

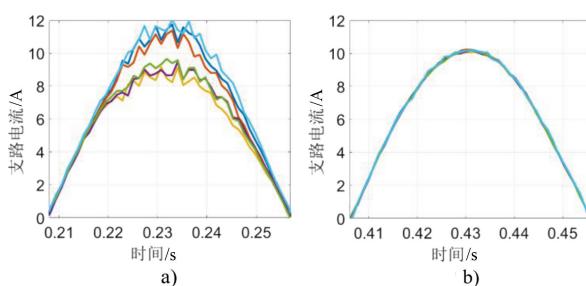


图 13 均流控制策略开启前后支路电流波形

为探究本文所提出的均流控制策略在同转速不同目标电流下的控制效果, 指定电机模拟器以 10Hz 电频率恒速运行, 电机控制器目标电流由 6A 向 60A 逐步递增。如图 14 所示,

未应用均流控制策略的情况下, 环流幅值会随着相电流的增加而快速增加, 系统损耗会明显提高。当加入均流控制后, 无论相电流如何变化, 环流稳定在 0.2A 附近, 随着相电流的增大, 环流的影响便可以忽略不计。可以看出, 本文所提出的环流控制策略对环流抑制有良好的效果, 且在大转矩输出下有着更好的表现。

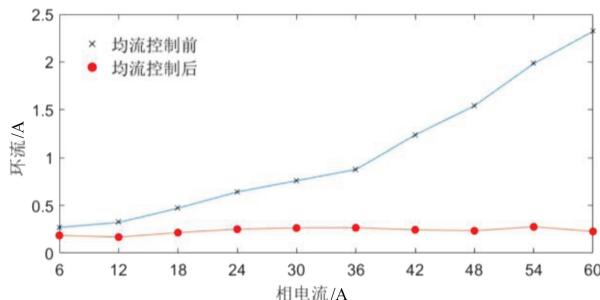


图 14 均流控制前后环流幅值对比图

#### 4.2 电流谐波分析

本文对均流控制策略开启前后相电流进行谐波分析, 研究均流控制算法对于实际输出相电流的影响, 如图 15 与图 16 所示。总谐波失真由均流控制策略开启前的 2.38% 降低到开启后的 1.38%, 这说明均流控制策略能够显著改善相电流波形。在实验中, 均流前的波形相较于仿真时的波形更失真, 体现了实体逆变器在仿真中无法体现的非线性特征, 这使得均流控制策略对波形的改善效果更为明显。

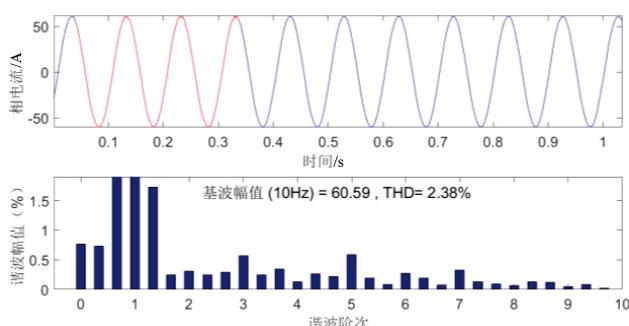


图 15 未开启均流控制策略时相电流谐波分析

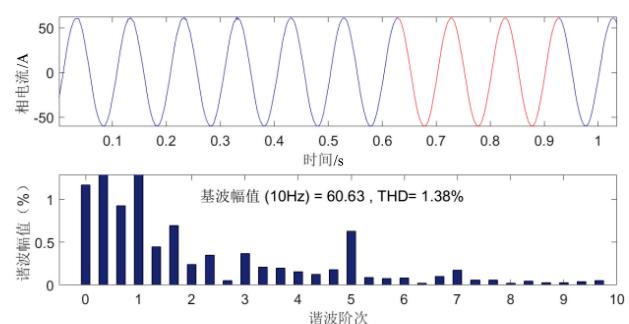


图 16 开启均流控制策略后相电流谐波分析

如图 17 与图 18 所示, 对比可知第一支路总谐波失真由均流控制策略开启前的 6.44% 降低到 1.64%, 总谐波失真明显减少。

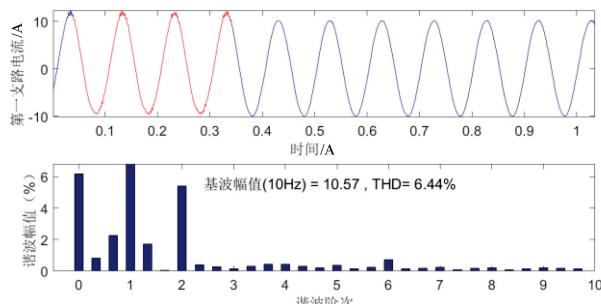


图 17 未开启均流控制策略时支路电流谐波分析

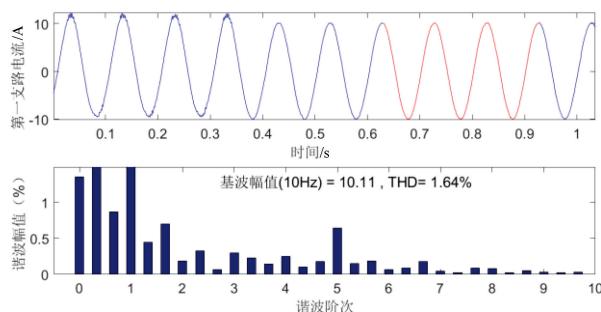


图 18 开启均流控制策略后支路电流谐波分析

表 5 和表 6 列举了电流均流控制策略开启前后各支路基波幅值和总谐波失真。分析对比实验结果可知，均流控制策略开启后，6 条支路总谐波失真均产生明显下降，并稳定在同一值，说明本文所提出的均流控制策略能够降低逆变器并联支路的总谐波失真。

表 5 未应用均流策略的支路基波幅值及 THD 值

支路	1	2	3	4	5	6
基波幅值	10.57	9.17	9.48	9.63	10.72	11.04
THD (%)	6.44	4.98	4.37	6.35	3.39	3.42

表 6 应用均流策略后的支路基波幅值及 THD 值

支路	1	2	3	4	5	6
基波幅值	10.11	10.08	10.08	10.09	10.12	10.14
THD (%)	1.64	1.48	1.45	1.46	1.47	1.45

## 5 结论

本文将电机模拟器并联多电平网络中的循环电流分为高频环流与低频环流分别进行抑制，对于高频环流采用级联耦合结构加以抑制，对于低频环流，在级联耦合结构的基础上通过模型的逆运算求出当前时刻补偿电压进行补偿，在不同的目标电流下均有较好的效果，且不会随着并联支路数增加而提高复杂度。实验结果表明，在级联耦合结构下，开启均流控制算法，环流被稳定在 0.2A，比均流前降低了 90% 的环流幅值。此外，随着输出转矩增加，相电流上升，均流前环流会快速上升，而均流后环流可以稳定于 0.2A。通过级联耦合结构和均流控制算法的应用，并联拓扑结构中的高频和低频环流的幅值得以降低，同时电流的全局谐波含量也得到了显著减少。基于电机模拟器的实验结果验证了本方法的有效性，并证明其在大转矩输出工况下表现优异。

## 参 考 文 献

- [1] 曹宇, 杨佳涛, 李睿, 等. ANPC 九电平逆变器的环流抑制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2020 (S01): 11.
- [2] CHEN A, ZHANG Z, XING X, et al. Modeling and Suppression of Circulating Currents for Multi-Paralleled Three-Level T-Type Inverters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55 (4): 3978-3988.
- [3] PENG Z, ZHANG G, DU H. Circulating Current Suppression of Parallel Photovoltaic Grid-Connected Converters [J]. Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on, 2018, PP (9): 1-1.
- [4] SIVA, PRASAD, J, et al. Minimization of Grid Current Distortion in Parallel-Connected Converters Through Carrier Interleaving. [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (1): 76-91.
- [5] 邢相洋, 陈阿莲, 张子成, 等. 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, 36 (14): 11.
- [6] 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): 10.
- [7] ZHANG D, WANG F, BURGOS R, et al. Total Flux Minimization Control for Integrated Inter-Phase Inductors in Paralleled, Interleaved Three-Phase Two-Level Voltage-Source Converters With Discontinuous Space-Vector Modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (4): 1679-1688.
- [8] SHIN D, LEE J P, YOO D W, et al. Stability Improvement of Interleaved Voltage Source Inverters Employing Coupled Inductors for Grid-Connected Applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (10): 6014-6023.
- [9] VAFAKHAH B, SALMON J, KNIGHT A M. Interleaved Discontinuous Space-Vector PWM for a Multilevel PWM VSI Using a Three-Phase Split-Wound Coupled Inductor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46 (5): 2015-2024.
- [10] WU T F, WU Y E, HSIEH H M, et al. Current Weighting Distribution Control Strategy for Multi-Inverter Systems to Achieve Current Sharing [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22: 160-168.
- [11] YANG L, XU Y, CHEN W. Circulating Current Analysis and Suppression for Configured Three-Limb Inductors in Paralleled Three-Level T-Type Converters with Space-Vector Modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (5): 3338-3354.
- [12] JIANG C, QUAN Z, ZHOU D, et al. A Centralized CB-MPC to Suppress Low-Frequency ZSCC in Modular Parallel Converters [J]. IEEE Transactions on Industrial

- Electronics, 2020, PP (99): 1-1.
- [13] LI X, XING X, QIN C, et al. Design and Control Method to Suppress Resonance Circulating Current for Parallel Three-Level Rectifiers With Modified LCL Filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, PP (99): 1-1.
- [14] WANG J, HU F, WEIDONG J, et al. Investigation of Zero Sequence Circulating Current Suppression for Parallel Three-Phase Grid-Connected Converters Without Communication [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018: 1-1.
- [15] 公铮, 张海军, 戴鹏, 等. 新型并联交错型多电平变换器的桥臂统一脉宽调制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2018, 38 (23): 9.
- [16] PARK IG, KIM S I. Modeling and analysis of multi-in-terphase transformers for connecting power converters in parallel [C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 1997.
- [17] HU W, NIAN H, SUN D. Zero-Sequence Current Suppression Strategy With Reduced Switching Frequency for Open-End Winding PMSM Drives With Common DC BUS [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019.
- [18] 杨恩星, 仇志凌, 陈国柱, 等. 基于载波移相并联的直驱风力发电并网变流器控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2009 (21): 6.
- [19] JASSIM B, ATKINSON D J, ZAHAWI B. Modular Current Sharing Control Scheme for Parallel-Connected Converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (2): 887-897.