

多功率变换器并联系统分段预测电流控制方法^{*}

赵 猛¹ 韩克勤¹ 马 斌² 朱志成² 李 敏¹ 刘 乙¹ 李亚飞¹

(1. 国网苏州供电公司 苏州 215000; 2. 南京南瑞信息通信科技有限公司 南京 210000)

摘 要:模块化并联扩容技术具备即插即用等优势,已成为大功率变流器重要发展方向。传统集中式控制需增设辅助通信网络,系统成本显著增加。分布式控制无需独立通信网络,但多环路结构易出现带宽低、响应慢等问题。为此,提出一种改进型分布式架构的分段预测电流控制(SPCC)方法。首先,建立多模块并联系统统一零序模型,并对零序电流动态行为进行比较分析。其次,推导系统离散预测模型并设计 SPCC 方法,在每个控制周期将电压矢量分解为两部分,包括基础电压矢量和零电压矢量,以满足固定开关频率和提高预测架构灵活性需求。进而,构建兼顾交直流电流跟踪、零序电流抑制的价值函数,并制定最优电压矢量选取和占空比计算原则。最后,基于双 45 kW 测试样机对所提 SPCC 方法进行实验验证与分析,所提方法空载至满载响应时间 2 ms,稳态电流畸变率 3.1%,功率因数大于 0.99,且具有固定开关频率、分散无互联等优势。

关键词:功率变换器;分段式结构;预测电流控制;分散无互联

中图分类号: TN242 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8

Segmented predictive current control method for multi-power converter parallel system

Zhao Meng¹ Han Keqin¹ Ma Bin² Zhu Zhicheng² Li Min¹ Liu Yi¹ Li Yafei¹

(1. State Grid Suzhou Power Supply Company, Suzhou 215000, China;

2. Nanjing NARI Information Communication Technology Co., Ltd., Nanjing 210000, China)

Abstract: Modular parallel technology to increase capacity has advantages such as plug and play. This technology has become an important development direction of high power converters. The traditional centralized control needs to add auxiliary communication network, and the system cost increases significantly. Distributed control requires no independent communication network, but the multi-loop control structure is prone to low bandwidth and slow response. In order to solve the problems, we propose an improved distributed architecture segmented predictive current control (SPCC) method. Firstly, a unified zero-sequence model of multi-module parallel system is established, and the dynamic behavior of zero-sequence current is compared and analyzed. On this basis, the discrete prediction model of the system is derived and the SPCC method is designed. In each control period, the voltage vector is decomposed into two parts, including the base voltage vector and the zero voltage vector, to meet the requirements of fixed switching frequency and improve the flexibility of the prediction architecture. Furthermore, the value function satisfying ac-straight axis current tracking and zero-sequence current suppression was constructed, and the principle of optimal voltage vector selection and duty cycle calculation were formulated. Finally, the proposed SPCC method is verified and analyzed based on a double 45 kW test prototype. The response time from no-load to full-load is 2 ms, the steady-state current THD is 3.1% and the power factor is greater than 0.99. At the same time, it has the advantages of fixed switching frequency, dispersion and no interconnection.

Keywords: power converter; segmented structure; predictive current control; unconnected structure

收稿日期:2023-01-05

^{*} 基金项目:国家重点研发计划“新能源汽车”重点专项(2021YFB2501600)资助

0 引言

伴随着大规模新能源深入开发,电力变流器容量由兆瓦级逐步发展为数十兆瓦^[1-2]。模块化并联增容技术^[2]具备即插即用、灵活安装等突出优势,已成为大功率变流器重要发展方向,在工业和学术领域得到广泛关注^[3-6]。通常情况下,各功率变换模块直接并联连接,即直流侧、交流侧分别连接在同一接入点,不可避免的会形成一个低阻抗的零序环路,即便是较小的零序电压也会产生较大的零序电流,直接影响功率变换器并联系统运行性能^[7-9]。

针对上述问题,大量学者进行了相关研究,可分为集中式和分散式两类控制方式。其中,集中式控制^[10-13]将多个并联模块视为单一设备进行整体控制,需交互各并联单元运行信息,控制效果严重依赖通信网络品质。分散式控制^[14-15]则针对每个模块单元设计独立控制器,通常为比例积分(proportion integration, PI)控制器进行零序环路补偿,但受限于多环路结构、PI 控制器响应带宽等多重因素,系统动态响应性能一般较慢,在应用于强随机、易波动的新能源并网系统时存在诸多问题。

与传统多环路控制系统不同,模型预测控制(model predictive control, MPC)通过设计包含多重目标和约束的统一价值函数,在解决多模块并联系统控制问题时优势显著^[16-20]。文献[19]提出了一种双三电平逆变器 MPC 方法,通过构建包括共模/差模电流、中点电位、最大电流等多重目标的分层式价值函数,在每个采样周期通过滚动优化在线选取最优电压矢量,但其隶属于集中控制范畴,模块间信息交互不可避免。文献[20]设计一种基于载波修正的多模块并联 MPC 方案,可实现交错或固定开关频率,从而提高总体输出电流质量,但受死区时间、控制参数等因素影响,各模块虽可独立调整 PWM 载波实现环流抑制,但低频环流抑制效果受限。

为此,本文提出一种多功率变换器并联系统分段预测电流控制方法(segmented predictive current control, SPCC)。首先,建立多模块并联系统统一零序模型,并对零序电流动态行为进行比较分析。在此基础上,推导系统离散预测模型并设计 SPCC 方法,在每个控制周期将电压矢量分解为两部分,包括基础电压矢量和零电压矢量,以满足固定开关频率和提高预测架构灵活性需求。进而,构建兼顾交直流电流跟踪、零序电流抑制的价值函数,并制定最优电压矢量选取和占空比计算原则。最后,基于双 45 kW 测试样机对所提 SPCC 方法进行实验验证与分析,所提方法空载至满载响应时间 2 ms,稳态电流畸变率 3.1%,功率因数大于 0.99,且具有固定开关频率、分散无互联等优势。

1 多功率变换器并联系统统一建模

1.1 单个三相功率变换器建模

图 1 所示为多功率变换器并联系统电路拓扑,其中 n

个带 L 滤波器的三相功率变换器交直流侧并联连接。对于各三相功率变换器,同一桥臂上下开关状态互补,满足式(1)。

$$S_{x,i} = \begin{cases} 1, & \text{上桥臂开关导通} \\ 0, & \text{上桥臂开关关闭} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $x \in \{a, b, c\}$ 表示系统相位; $i \in \{1, 2, \dots, n\}$ 对应第 i 个三相功率变换器。各桥臂瞬时输出电压为:

$$v_{xN,i} = V_{dc} S_{x,i}, \quad x \in \{a, b, c\}, \quad i \in \{1, 2, \dots, n\} \quad (2)$$

式中: V_{dc} 为直流母线电压。

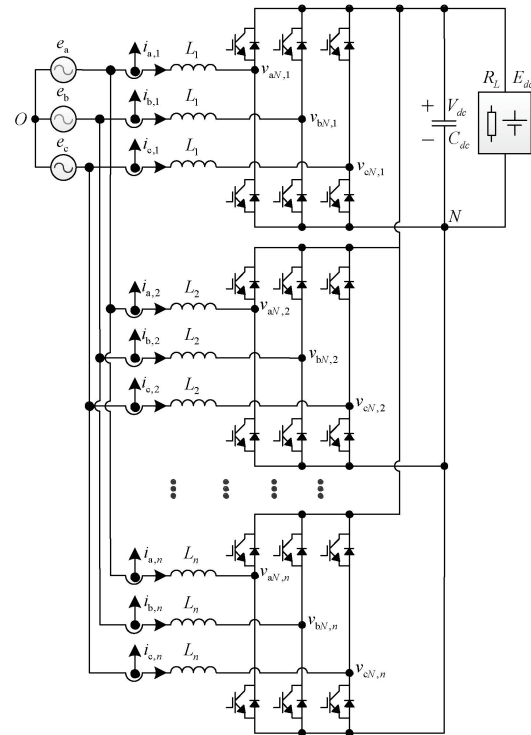


图 1 多功率变换器并联系统电路拓扑

根据基尔霍夫电压定律,建立各功率变换器三相 abc 坐标系瞬时电压方程:

$$L \frac{di_{x,i}}{dt} + Ri_{x,i} = e_x - (v_{xN,i} + v_{NO}) \quad (3)$$

式中: L 为滤波电感; R 为等效电阻; $i_{x,i}$ 为第 i 个功率变换器对应相位电流; $v_{N,O}$ 为负直流母线 N 与电网中性点 O 之间的电压相位。

进一步将电压方程变换至两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系:

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha = e_\alpha - v_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta = e_\beta - v_\beta \end{cases} \quad (4)$$

其中,坐标变换采用式(5)变换矩阵。

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & \sqrt{3} \end{bmatrix}}_T \begin{bmatrix} y_a \\ y_b \\ y_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: T 为坐标变换矩阵; 变量 y 满足 $y \in \{i, v, e\}$ 。

1.2 单个三相功率变换器建模

采用等效平均技术进行零序环路建模, 第 i 个功率变换器零序环路等效平均模型示意图如图 2 所示, 其中零序电压和电流分别为:

$$v_{z,i} = \sum_{x=a,b,c} \frac{v_{xN,i}}{3}, \quad i_{z,i} = \sum_{x=a,b,c} \frac{i_{x,i}}{3} \quad (6)$$

$$x \in \{a, b, c\}, \quad i \in \{1, 2, \dots, n\}$$

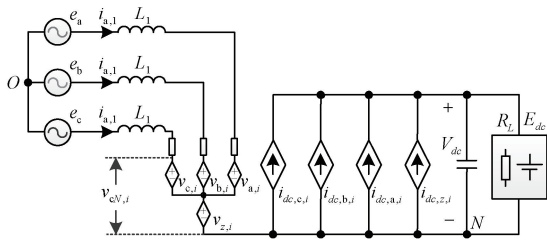


图2 第 i 个功率变换器等效平均模型

各功率变换器桥臂输出电压与零序电压满足式(7)。

$$v_{xN,i} = v_{x,i} + v_{z,i}, \quad x \in \{a, b, c\}, \quad i \in \{1, 2, \dots, n\} \quad (7)$$

式中: $v_{x,i}$ 为桥臂输出电压差模分量, 用于驱动相位电流跟踪期望值。稳态情况下, $v_{a,i}$ 、 $v_{b,i}$ 和 $v_{c,i}$ 基波分量满足对称正弦关系, 即:

$$v_{a,i} + v_{b,i} + v_{c,i} = 0 \quad (8)$$

对于单一功率变换器, 零序电压不对相电流产生影响。因此, 在单一功率变换器建模时, 通常会舍弃零序分量。然而, 多功率变换器并联系统中, 由于低阻抗零序回路的存在, 系统将出现大幅零序电流扰动。

多功率变换器并联系统交流侧平均模型如图 3 所示, 在不丧失一般性的情况下, 建立第 i 个功率变换器与第 j 个功率变换器零序环路模型为:

$$v_{z,i} + L_i \frac{di_{z,i}}{dt} + R_i i_{z,i} = v_{z,j} + L_j \frac{di_{z,j}}{dt} + R_j i_{z,j} \quad (9)$$

式中: $i, j \in \{1, 2, \dots, n\}$ 且 $i \neq j$ 。

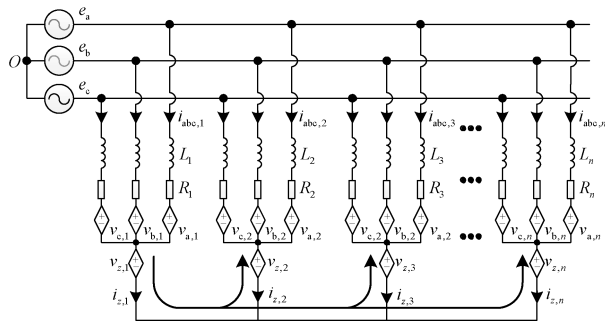


图3 交流侧平均模型

2 并联系统分段式预测电流控制

基于并联系统零序环路建模方法提出了一种多功率

变换器并联系统预测零序电流控制方法。

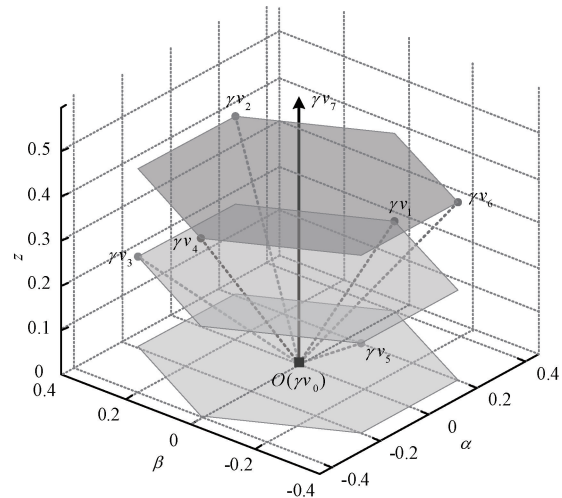
2.1 离散预测过程分析

首先, 基于正向欧拉近似法对式(4)单一三相功率变换器电压方程进行离散化处理:

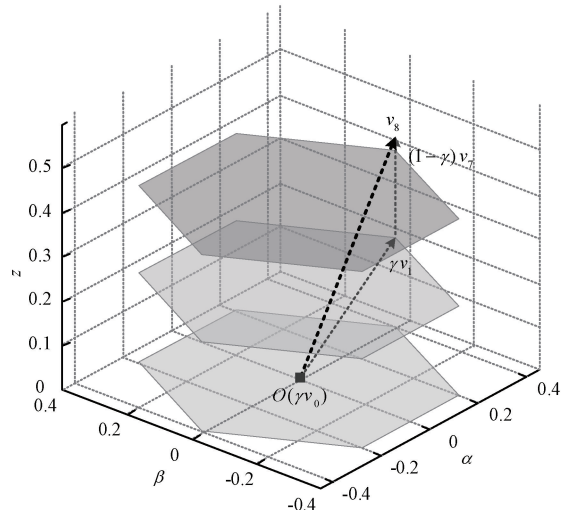
$$\begin{cases} i_a^{k+1} = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_a^k + \frac{T_s}{L} (e_a^k - v_a^k) \\ i_\beta^{k+1} = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_\beta^k + \frac{T_s}{L} (e_\beta^k - v_\beta^k) \end{cases} \quad (10)$$

在此基础上, 将 $\alpha\beta z$ 轴三维电压矢量定义为 $\mathbf{v} = [v_\alpha, v_\beta, v_z]^T$, 其中 v_α 和 v_β 如式(5), v_z 如式(6)。通过对所有开关状态组合, 可得 8 个候选电压矢量, 如图 4(a) 所示。 $\mathbf{v}_0(000)$ 和 $\mathbf{v}_7(111)$ 在 $\alpha\beta$ 平面有相同的投影, 而其在 z 轴方向则为相反方向, 对零序电流表现为相反的控制效果, 即:

$$v_{z,i}^{000} = \sum_{x=a,b,c} \frac{v_{xN,i}}{3} = 0, \quad v_{z,i}^{111} = \sum_{x=a,b,c} \frac{v_{xN,i}}{3} = V_{dc} \quad (11)$$



(a) 8个可行电压矢量分布关系



(b) SPCC电压矢量合成过程

图4 电压矢量分布及合成原理

2.2 分段式预测控制

为实现分段式电流预测控制,本文引入参数 $\gamma \in [0, 1]$ 表征采样周期内电压矢量占空比。以第 k 采样周期为例,在 $[kT_s, (k+\gamma)T_s]$ 时间间隔内选择有效电压调节 $\alpha\beta$ 轴电流,在 $[(k+\gamma)T_s, (k+1)T_s]$ 时间间隔内选择适当的零电压矢量来降低零序环流影响。根据式(10)可将电流预测过程分解为两段式,对应的电压矢量合成过程如图4(b)所示。

传统预测电流控制方法与所提 SPCC 方法电流轨迹对比结果如图5所示,可以看出,传统方法中每个控制周期仅作用一个电压矢量,电流轨迹保持不变,虽可实现 $\alpha\beta$ 轴电流跟踪,但无多余向量实现 z 轴电流跟踪。SPCC 方法通过分段方式引入零电压矢量,可兼顾 $\alpha\beta z$ 轴电流跟踪控制效果。SPCC 方法离散预测方程为:

$$\begin{cases} i_a^{k+\gamma} = (1 - \frac{\gamma RT_s}{L})i_a^k + \frac{\gamma T_s}{L}(e_a^k - v_a^k) \\ i_\beta^{k+\gamma} = (1 - \frac{\gamma RT_s}{L})i_\beta^k + \frac{\gamma T_s}{L}(e_\beta^k - v_\beta^k) \\ i_a^{k+1} = [1 - \frac{(1-\gamma)RT_s}{L}]i_a^{k+\gamma} + \frac{(1-\gamma)T_s}{L}(e_a^k - 0) \\ i_\beta^{k+1} = [1 - \frac{(1-\gamma)RT_s}{L}]i_\beta^{k+\gamma} + \frac{(1-\gamma)T_s}{L}(e_\beta^k - 0) \end{cases} \quad (12)$$

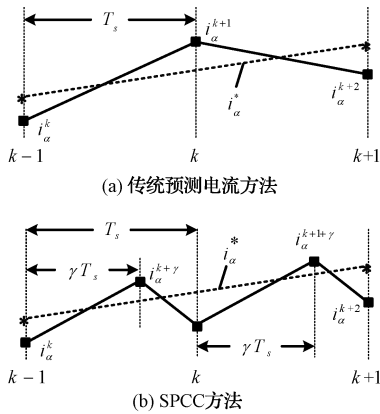


图5 传统预测电流控制与所提 SPCC 电流轨迹对比

至此,建立表征 $\alpha\beta$ 轴电流预测误差的价值函数:

$$J = (i_a^* - i_a^{k+1})^2 + (i_\beta^* - i_\beta^{k+1})^2 + C_{lim} \quad (13)$$

式中: i_a^*, i_β^* 为 $\alpha\beta$ 轴电流期望值; C_{lim} 为最大电流幅值约束,以保证变流器电流小于最大电流 I_{lim} 。

$$C_{lim} = \begin{cases} 0, & \sqrt{i_a^2 + i_\beta^2} \leq I_{lim} \\ +\infty, & \sqrt{i_a^2 + i_\beta^2} \geq I_{lim} \end{cases} \quad (14)$$

2.3 直接零序电流控制

综上所述,通过选择合适的零电压矢量可实现零序环流有效控制。然而,考虑到并联系统端口电压 v_{MN} 是由多个并联单元开关状态共同决定,为实现无互联控制,零序电流无法通过独立单元状态预测构建价值函数。为此,本

文设计一种直接零序电流控制方法。

零电压矢量 $v_0(000)$ 对应零序电压 $v_z^{000} = 0$, 趋于增加零序电流;另一个零电压矢量 $v_7(111)$ 则对应零序电压 $v_z^{111} = V_{dc}$, 趋于降低零序电流。基于此,可在 $[(k+\gamma)T_s, (k+1)T_s]$ 时间间隔内,遵循以下原则选择零电压矢量:

$$v_0 = \begin{cases} v_0(000), & i_z^k = (i_a^k + i_b^k + i_c^k)/3 < 0 \\ v_7(111), & i_z^k = (i_a^k + i_b^k + i_c^k)/3 \geq 0 \end{cases} \quad (15)$$

式(15)通过直接操作零序电压矢量,确保零序电流始终跟踪目标零值,本质上是为 SPCC 控制提供了一个零序环路的负反馈机制。该方法仅需独立并联单元开关状态信息,具备分散、无互联优势。

3 电压矢量合成

第2.2、2.3节分别选定了兼顾 $\alpha\beta z$ 轴电流跟踪的有效电压矢量和零电压矢量,在每个控制周期内通过调整占空比系数 γ 进行电压矢量合成,过程如下。

1) 通过式(13)价值函数在线滚动优化确定满足 $\alpha\beta$ 轴电流跟踪误差最小的有效电压矢量 v_x , 进而乘以占空比系数 γ , 可得优化电压矢量 $v_{op} = \gamma v_x$ 。

2) 根据式(15)零电压矢量判据,确定并联单元零电压矢量 $v_0(000)$ 或 $v_7(111)$ 。

3) 根据模块化并联系统控制目标设定占空比系数 γ 。若控制目标为 $\alpha\beta$ 轴电流跟踪效果更优,需令 γ 取较大值;若为 z 轴电流跟踪效果更优,需令 γ 取较小值。

此外,在实际数字处理器实现过程中,由于存在控制延迟,SPCC 效果存在一定程度恶化。针对此,本文一方面通过在采样周期中间点进行占空比更新,另一方面通过对各控制周期采样值预测,进行系统延时补偿,即:

$$\begin{cases} i_a^{k+0.5} = (1 - \frac{RT_s}{2L})i_a^k + \frac{T_s}{2L}(e_a^k - v_a^k) \\ i_\beta^{k+0.5} = (1 - \frac{RT_s}{2L})i_\beta^k + \frac{T_s}{2L}(e_\beta^k - v_\beta^k) \end{cases} \quad (16)$$

SPCC 系统脉冲更新时序如图6所示,算法实现流程如图7所示,每个控制周期中各控制模型分别执行系统采样、延时补偿、滚动优化、零电压矢量选择以及矢量合成等多个流程。

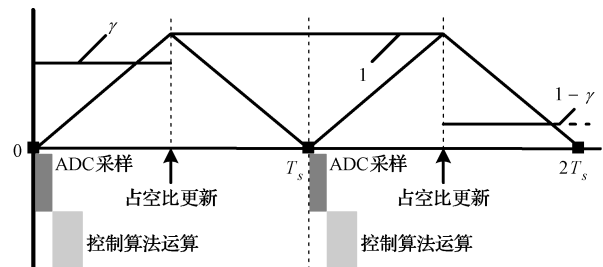


图6 SPCC 系统脉冲更新时序

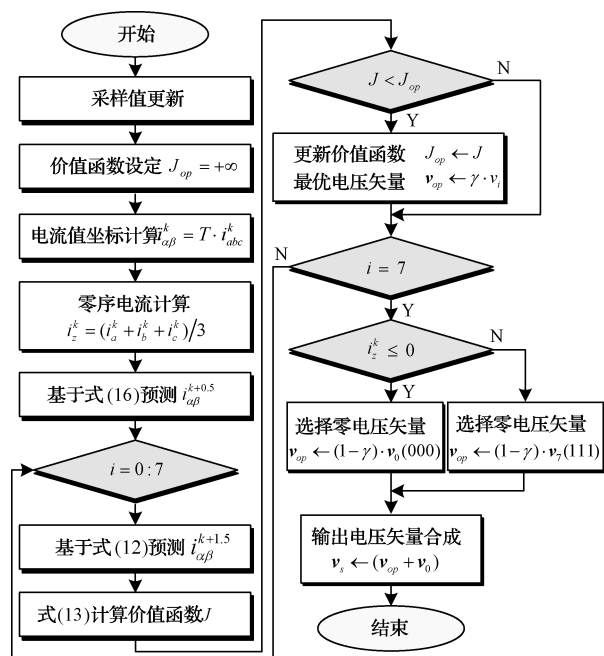


图7 SPCC算法实现流程

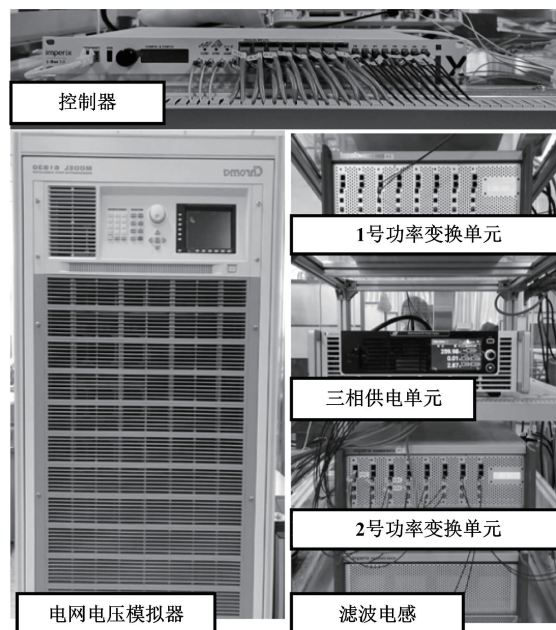


图8 测试样机

4 实验结果与分析

为验证所提分段式预测电流控制方法实施效果,搭建双45 kW测试样机如图8所示,进行实验验证与分析。系统主电路选用赛米控 SKM100GB123D 型 IGBT 器件,开关频率设定为 10 kHz,死区时间 5 μs;控制器使用“DSP+FPGA”双芯架构,其中 DSP 负责 SPCC 控制算法运算,FPGA 负责电压矢量合成,系统控制周期设定为 100 μs。样机关键参数如表1所示。

图9所示为单个变换器 SPCC 控制系统软件框图,包括直流母线电压外环单元(可根据运行模式自由投切)、SPCC 内环单元以及 PWM 脉冲生成单元。其中,SPCC 内环单元在 abc/αβz 坐标变换基础上,对 αβ 轴电流分段式预测基础上,基于式(13)价值函数进行在线滚动优化,

表1 测试样机关键参数

参数	取值
电网电压角频率 ω_s	314 rad/s
电网线电压 u_{AB}	380 V
网侧滤波电感 L	3 mH
直流母线电容 C	2 200 μF
直流母线电压 u_{dc}	380 V
网侧电流最大幅值 i_{mag}	80 A

确定最优电压矢量 v_{op} ,从而实现 αβ 轴电流有效跟踪。在此基础上,根据 i_z 极性选定满足单元零序电流增加或减小的零电压矢量,最后由 PWM 脉冲生成单元输出脉冲。可以看出,SPCC 系统中单一变换器控制时无需并联系统其他单元信息,满足分散无互联特征。

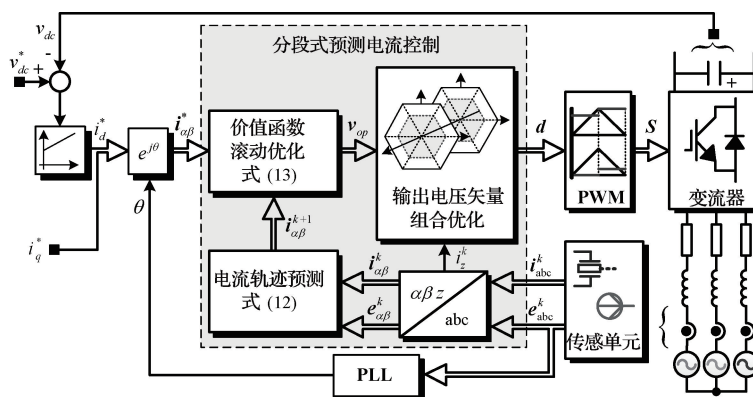


图9 单个变换器 SPCC 控制系统软件框图

4.1 占空比参数整定

首先,进行占空比参数 γ 整定。参数 γ 可用于平衡直流母线电压利用率和零序电流抑制,较小的 γ 虽然降低了直流母线利用率,却可提供足够的零序电压用于环流抑制,反之亦然。为此,本文遵循如下参数整定原则:在抑制零序电流的前提下,因选择较大的占空比参数 γ ,以实现更高的直流母线电压利用率。占空比参数 γ 在0.5~0.95变化(分辨率0.025)时电流畸变率统计结果如图10所示。可以看出,当 $\gamma < 0.85$ 时电流畸变率基本一致,基于此本文取 $\gamma = 0.85$ 。

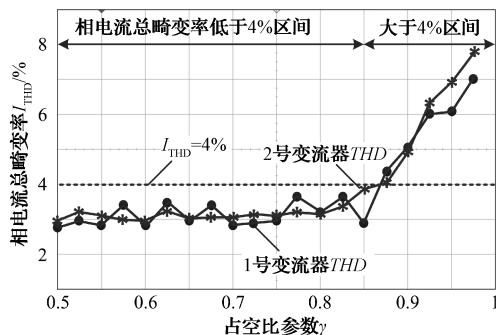
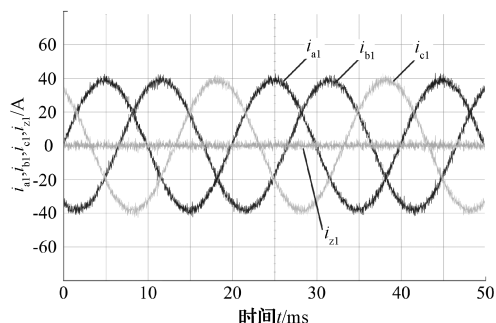


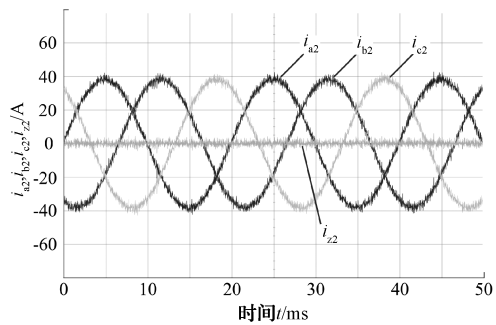
图10 电流畸变率统计结果

4.2 稳态性能测试

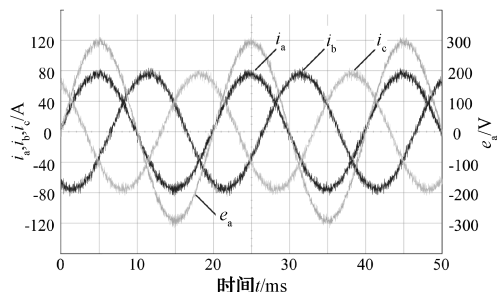
进一步对系统稳态性能测试,测试场景将变换器配置为逆变器模式。图11(a)、(b)所示为两组并联单元三相电流和零序电流,可以看出两组并联单元三相电流正弦且对称,零序电流在目标零值附近小幅波动,各单元稳态性能优越。图11(c)所示为功率变换器三相总输入电流和a相



(a) 1号并联单元三相和零序电流



(b) 2号并联单元三相和零序电流



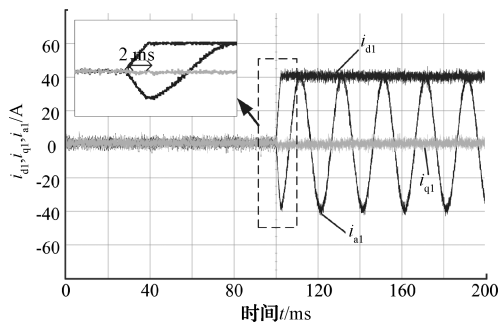
(c) 功率变换器三相总输入电流和a相电压

图11 SPCC 稳态性能测试结果

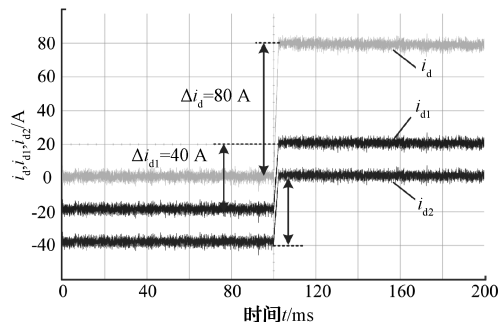
电压,总输入电流为2组并联单元叠加,电流纹波进一步减小。此外,a相电压与电流呈对称正弦包络关系,功率因数大于0.99。

4.3 动态性能测试

系统动态性能测试选取变换器最极端运行工况,即d轴电流期望值由0 A阶跃至额定最大80 A。图12(a)所示为1号并联单元动态跟踪结果,可以看出动态过程中 i_{d1} 快速响应期望值变化,动态过程仅为2 ms,且动态过程dq轴电流解耦特性良好。图12(b)所示为功率变换器与两组并联单元动态电流响应结果,动态过程中2组并联单元d轴电流阶跃值均为40 A,变换器均流特征良好,且满足 $i_d \approx i_{d1} + i_{d2}$,由此可见零序环流对变换器总体输出性能无影响。



(a) 1号并联单元动态跟踪结果



(b) 功率变换器与2组并联单元动态电流响应结果

图12 SPCC 动态性能测试结果

4.4 对比测试

最后,对传统预测电流控制与SPCC控制性能进行对比测试,传统预测电流控制采用文献[9]集中式预测控制

方法,图13所示为变换器a相电流和零序电流稳态波形及频谱分析对比结果。0~0.025 s时,系统由传统预测电流控制,开关频率不固定,稳态a相电流存在5次、7次低频谐波,总畸变率7.6%;0.025~0.05 s时,SPCC控制由引入分段式脉冲机制,开关频率固定,稳态a相电流更平滑、零序电流振荡更小,且a相电流谐波主要集中在开关频率5 kHz及其倍频附近,总畸变率仅为3.1%。

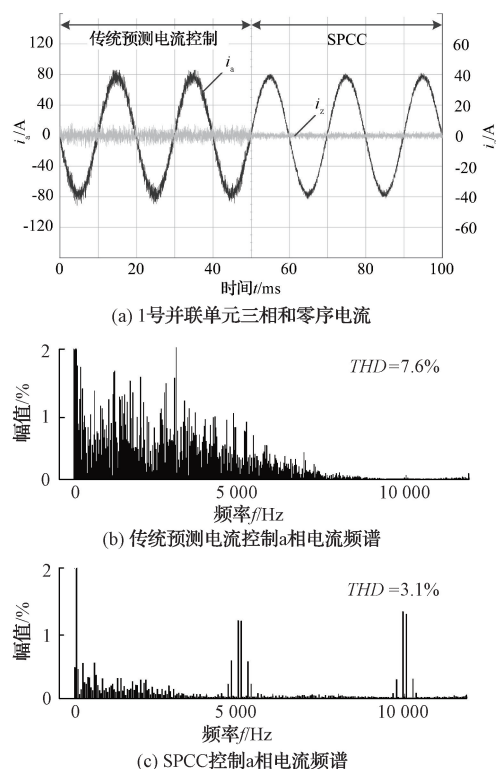


图13 传统预测电流控制与SPCC控制对比结果

5 结论

本文针对传统模块化并联增容技术高性能控制问题,提出一种并联系统分段式预测电流控制方法,并基于双45 kW测试样机进行试验分析,结果表明,SPCC在保留了传统预测电流控制高动态响应特征的基础上,通过引入分段式脉冲模式,具备固定开关频率和特征次谐波分布规律,进一步优化了系统稳态性能。同时,SPCC方法中零序电流抑制由各并联单元独立完成,系统无需进行各单元信息交互,可靠性高。此外,占空比参数作为SPCC方法关键参数,应遵循在抑制零序电流的前提下,选择较大的占空比参数原则,以实现更高的直流母线电压利用率。

然而,本文对SPCC方法的分析均在变流器线性运行区域,对于强随机、易波动的新能源并网系统,直流母线电压存在波动可能,变流器有一定概率运行于非线性区域。对于非线性区域下SPCC方法的优化与分析将是下阶段的研究重点。

参考文献

- [1] 李国全, 高建宇, 白天宇, 等. 基于SVM与改进型乌鸦搜索算法的风电功率预测方法[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(2): 40-45.
- [2] POLINDER H, FERREIRA J, JENSEN B B. Trends in wind turbine generator systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, 1(3): 174-185.
- [3] HAN Y, LI H, SHEN P. Review of active and reactive power sharing strategies in hierarchical controlled microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2427-2451.
- [4] 勾银, 何志毅, 欧少敏. 光伏电源单向并接市电的无逆流供电系统[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(7): 95-99.
- [5] 何怡刚, 谢望, 施天成. 基于畸变电流的直驱式永磁风电变流器故障诊断研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(8): 20-28.
- [6] 陈甜甜, 苏建徽, 汪海宁. 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.
- [7] 易相彤, 黄文, 沈超. 锁相环同步型变流器并联系统暂态同步稳定分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(17): 6338-6347.
- [8] 傅家骏, 陈才学, 兰永红. 基于等价输入干扰的UPS逆变器 H_∞ 重复控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(6): 134-143.
- [9] WANG F, WANG Y, GAO Q, et al. A control strategy for suppressing circulating currents in parallel-connected PMSM drives with individual DC links[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1680-1691.
- [10] 朱耀东, 徐帅, 张建忠. 多电平变流器系统可靠性建模与分析[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(3): 70-78.
- [11] LOW K, CAO R. Model predictive control of parallel-connected inverters for uninterruptible power supplies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(8): 2884-2893.
- [12] BRABANDERE K, BOLSENS B, KEYBUS J. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1107-1115.
- [13] 郭贝贝, 齐山成, 赵斌. 基于电容电压的并联UPS自主控制策略[J]. 电力电子技术, 2021, 58(6): 186-194.
- [14] 沈坤, 章兢, 王坚. 三相逆变器并联系统的无互连线预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 46-53, 8.

- [15] 王一波, 王政, 温从剑, 等. 多通道三电平风力发电系统协同控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 366-375, 634.
- [16] 曹晓冬, 谭国俊, 王从刚, 等. 三相 PWM 整流器模型预测虚拟电压矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(18): 2926-2935.
- [17] 杨晨星, 童朝南. 基于预测控制的 DFIG 电网无功补偿优化方案[J]. 电测与仪表, 2019, 56(7): 61-68.
- [18] 刘起兴, 和识之, 卢伟辉. 电池储能辅助二次调频的模型预测控制方法[J]. 电测与仪表, 2020, 57(23): 119-125.
- [19] LLOR A, SOLANO E. Direct model-predictive control with variable commutation instant: Application to a parallel multicell converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 5293-5300.
- [20] JIANG C, QUAN Z, ZHOU D. A centralized CB-

MPC to suppress low-frequency ZSCC in modular parallel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2760-2771.

作者简介

赵猛, 硕士, 工程师, 主要研究方向为电力系统先进量测与预测控制。

E-mail: gwsz_zm@126.com

韩克勤, 高级工程师, 主要研究方向为电力营销与综合能源规划设计。

E-mail: hankq_sz@js.sgcc.com.cn

马斌(通信作者), 工程师, 主要研究方向为电力能源服务数字化。

E-mail: 58377377@qq.com