

doi: 10.19562/j.chinasae.qcgc.2024.08.013

实现纹波电流还原的PMSM端口模拟算法*

李易庭¹, 高泽鹏², 李梦梦², 王普毅³(1. 北京理工大学机械与车辆学院, 北京 100081; 2. 中国北方车辆研究所, 北京 100072;
3. 西北机电工程研究所, 咸阳 712099)

[摘要] 电机模拟器作为一种模拟电机端口特性的三相电力电子装置, 为电驱动系统的测试提供了高效的测试手段。电机模拟器还原目标电机端口特性的标志是精确还原目标电机的工作电流, 现有研究实现了基波电流及较低阶次谐波电流的还原, 但针对电机在电机控制器驱动下的高频纹波电流的还原仍严重依赖滤波电感与目标电机电感的匹配, 降低了电机模拟器的通用性。为此, 本文基于电路等效虚拟法将永磁同步电机等效电路拆分为两部分, 一部分由电机模拟器实际电路代替, 另一部分由控制算法模拟, 并结合无差拍电流预测控制对控制差拍进行了补偿, 提出了前馈解耦无差拍电流跟随策略。实验结果表明, 基于新提出的永磁同步电机端口模拟算法, 电机模拟器可以在不更换电感的情况下模拟不同参数的永磁同步电机, 高频纹波电流的频域跟踪误差从传统策略的160%降低至20%, 显著提高了电机模拟器对永磁同步电机端口特性的模拟精度。

关键词: 电动汽车; 电机模拟器; 前馈解耦控制; 电机控制

Port Algorithm with Ripple Current Reduction for PMSM-EME

Li Yiting¹, Gao Zepeng², Li Mengmeng² & Wang Puyi³1. School of Mechanical Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081;
2. China North Vehicle Research Institute, Beijing 100072;
3. Northwest Institute of Mechanical and Electrical Engineering, Xi'an 712099

[Abstract] As a three-phase power electronic device that emulates the characteristics of motor ports, the electric machine emulator (EME) provides an efficient test method for the testing of electric drive systems. The main sign of EME's restoration of the target motor port characteristics is to accurately restore the working current of the target motor, though the existing research has realized the reduction of the fundamental current and the lower order harmonic current, the restoration of the high-frequency ripple current of the motor driven by the motor controller still relies heavily on the matching of the filter inductor and the inductance of the target motor, which reduces the versatility of the EME. Therefore, based on the circuit equivalence virtual method, the equivalent circuit of PMSM is divided into two parts, with one part replaced by the actual circuit of EME, and the other part emulated by the control algorithm. Then, combining with the predictive control of the non-differential beat current, the control differential beat is compensated and the feedforward decoupling non-differential beat current following strategy is proposed. The experimental results show that based on the newly proposed port simulation algorithm of the permanent magnet synchronous motor, the EME can emulate PMSM with different parameters without replacing the inductor, with the frequency domain tracking error of high-frequency ripple current reduced from 160% to 20% of the traditional strategy, which significantly improves the emulation accuracy of the EME for the port-characteristics of PMSM.

Keywords: electric vehicle; electric machine emulator; feedforward decoupling control; motor control

* 国家自然科学基金(52302508)资助。

原稿收到日期为2024年02月07日, 修改稿收到日期为2024年03月31日。

通信作者: 李易庭, 工程师, 工学博士, E-mail: liyiting@bit.edu.cn。

前言

随着电动汽车产业的迅猛发展和激烈竞争,产品开发和迭代的周期越来越短,对驱动电机和电机控制器(motor control unit, MCU)的测试方法也提出了更高的要求^[1]。电机模拟器(electric machine emulator, EME)^[2]作为一种先进的测试手段,近年得到了广泛关注。EME可通过灵活的参数配置实现对不同电机、不同工况甚至极端工况及故障状态的模拟,可以更加高效、全面地测试MCU的性能,且具有安全性高、无噪声、低能耗、占地面积小、高性价比等优点。

EME的理想工作状态是精确模拟目标电机的电气端口特性。典型的EME为电流控制模式,端口算法即为电流控制算法,调节功率回路实时跟随目标电机模型给出的电流目标值,在功率端口精确复现目标电机工作过程中的电流,不仅包括基波部分,还包括谐波成分。现有研究已经实现了EME对目标电机端口特性的初步模拟,可实现基波电流及5、7、11等低阶次的谐波电流的还原。若实现目标电机端口特性的高精度模拟,还应针对电机在MCU驱动下的开关纹波电流进行精确还原。理想电机在正弦电压的驱动下会产生正弦的工作电流,但电机作为感性负载,在MCU输出的方波电压的激励下会产生与开关频率对应的开关纹波,主要分布在开关频率的1、2倍频点。传统的两电平拓扑结构的开关频率和PI控制算法远远无法满足精确的纹波电流控制需求。为提高EME功率回路的电流跟随性能,诸多学者分别从功率拓扑、滤波电感和电流控制算法等方面展开了研究。

高性能电流的跟随要求功率拓扑具有较高的开关频率。日本学者Saito K和Akagi H基于十七电平MMC拓扑结合载波移相控制,提出了针对中、高压异步电机的EME方案^[3]。文献[4]中将CHB拓扑应用于EME,并提出了基于载波的解耦矢量调制策略。文献[5]中提出了基于参数查表的电流重构电机模型,并以3L-NPC作为EME功率拓扑,通过实验成功地还原了电机运行过程中的5次、7次等谐波电流。斯图加特大学的Nemec等^[6]提出了模块化多相多电平(modular multiphase multilevel converter, MMPMC),并在文献[7]中对耦合电路进行了探讨。随着调制策略的不断成熟,MMPMC逐渐成为高端

EME的主流拓扑方案。文献[8]中采用七电平MMPMC拓扑,构建了100 kW车用永磁同步电机的功率级模拟平台,等效开关频率为120 kHz。文中通过实验验证了EME在电流快速调整工况下仍然具有较高的模拟精度。文献[9]中同样基于MMPMC变换器平台,不但对电流快速调整工况进行了还原,还对短路等故障状态的电流进行了模拟。基于功率拓扑的优化虽然显著提高了EME对复杂工况下谐波电流的跟随控制能力,但仍属于基波频率相关的较低频率谐波电流。欲实现开关纹波电流的高精度跟随,仍须对电流跟随控制算法进行优化。

EME的滤波电感作为高频段的主要阻抗,对模拟电机的端口特性具有重要影响。传统策略下仅追求端口特性的近似还原,忽略了纹波电流的还原,因此传统策略一般将滤波电感选取得较大以获得平滑的电流。若实现高精度的端口特性还原,最直接的方式是将EME的滤波电感设置得与电机的电感一致。但是EME作为一台通用测试设备,通常须模拟不同参数的电机,滤波电感的匹配将降低EME的测试效率。此外,EME的滤波电感相对恒定且三相对称,无法模拟dq轴电感不一致内嵌式PMSM,无法模拟电感的温漂、磁饱和等状态。因此还应针对EME滤波电感与电机电感的匹配关系进行解耦。

模型预测控制是近年来控制领域的热门研究方向之一,被广泛应用于电机控制领域^[10-11]。中南大学的Yang等^[12-13]针对基于模型预测控制的电流跟踪算法进行研究,并通过实验对交流异步电机故障电流进行了模拟,提高了电流控制响应^[14]。文献[15]中针对传统PI算法带宽不足的缺点,设计了基于模型预测控制的电流跟随算法,并结合SiC功率器件大幅提高了电流控制器的带宽。最后通过实验还原了电机电流从-15至15 A的快速调整过程,且对MCU开关导致的高频纹波电流也实现一定的跟随效果。但是文中仅侧重于电流环的带宽的提高,并未对纹波的形成机理、跟随精度、跟随策略等进行深入的研究。无差拍电流预测控制也属于模型预测控制的一个分支,可以有效地降低延迟差拍对闭环控制的影响。中科院电工所的李耀华等^[16-17]提出了应用于EME方案的无差拍控制策略,以补偿系统的延迟差拍,实现了交流电机快速加载工况中的电流跟随,但是该研究仍停留在基波及低阶次谐波的还原,并未对纹波电流的跟随展开研究。

针对以上问题,本文以三电平MMPMC为功率

拓扑,结合电路虚拟拆分法和无差拍电路预测控制提出了一种前馈解耦无差拍电流跟随算法,解耦EME电路参数与电机参数的匹配影响,补偿高频迭代过程的控制差拍,从而实现在EME模拟不同参数电机时仍可高精度还原电机纹波电流,保证EME的模拟精度和灵活通用性。

1 PMSM 模拟器系统建模

EME的典型结构如图1所示。硬件结构主要由5大部分构成,分别为:逆变器、直流电源、滤波电感、信号采集和实时控制系统。

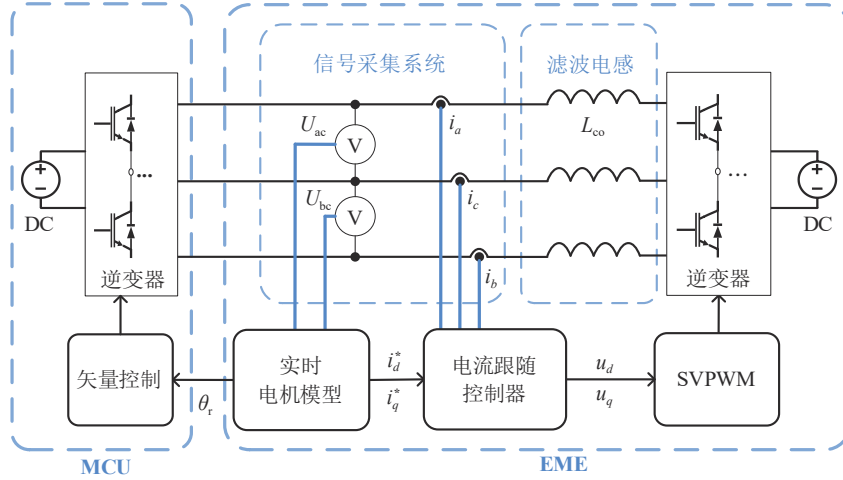


图1 EME与MCU对拖的典型结构

逆变器部分可视为一个星形连接的三相电压源,滤波电感可等效为一个RL串联电路,等效电路如图2所示。由于滤波电感之间互相独立不存在互感,因此EME中的电感矩阵为简单的对角矩阵。该等效电路的磁链方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & 0 & 0 \\ 0 & L_{bb} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: i_a, i_b, i_c 为EME的三相电流; L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} 为3组滤波电感的自感。

EME的电压方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_a^{\text{mcu}} - u_a^{\text{me}} \\ u_b^{\text{mcu}} - u_b^{\text{me}} \\ u_c^{\text{mcu}} - u_c^{\text{me}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a R_{co} \\ i_b R_{co} \\ i_c R_{co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\psi_a}{dt} \\ \frac{d\psi_b}{dt} \\ \frac{d\psi_c}{dt} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $u_a^{\text{mcu}}, u_b^{\text{mcu}}, u_c^{\text{mcu}}$ 为三相端口电压,参考地为中性点; R_{co} 为滤波电感的内阻; $u_a^{\text{me}}, u_b^{\text{me}}, u_c^{\text{me}}$ 为EME侧逆变器的输出电压。

将式(1)和式(2)变换到dq坐标系下,得到EME在dq坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} u_d^{\text{mcu}} - u_d^{\text{me}} = R_{co} i_d + L_{cod} \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_{coq} i_q \\ u_q^{\text{mcu}} - u_q^{\text{me}} = R_{co} i_q + L_{coq} \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_{cod} i_d \end{cases} \quad (3)$$

式中: $u_d^{\text{me}}, u_q^{\text{me}}$ 为EME侧逆变器输出电压在dq轴的投影; L_{cod}, L_{coq} 为三相滤波电感在dq轴的等效值。理想情况下dq轴的滤波电感值相等,但实际应用中由于磁饱和等因素存在略微差别。

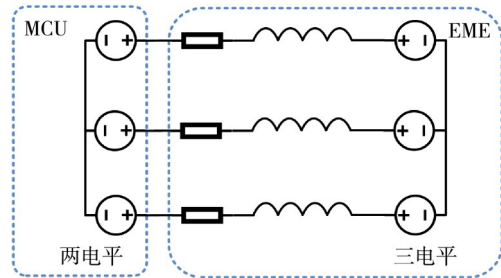


图2 EME与MCU连接时的等效电路

2 基于电路虚拟法的前馈环节设计

2.1 前馈环节设计

EME的终极目标是使EME具有与目标电机相同的电气端口特性。以d轴为例,EME的等效电路和实际电机的等效电路分别如图3(a)和图3(b)所示。从图中可以看出,二者的等效电路结构相同。电机的电路方程可以表示为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d^{mcu} - i_d R_s - u_d^{emf}}{L_d} \quad (4)$$

EME的电路方程可以表示为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d^{mcu} - i_d R_{co} - u_d^{eme}}{L_{cod}} \quad (5)$$

为实现二者的电气端口特性相等,最理想的方法是由 EME 电路完全复制目标电机的电路参数。但实际应用中,EME 的电路参数是固定不变的,而目标电机的型号和参数是灵活多变的,因此 EME 与目标电机的等效电路普遍存在参数差异,很难在实

际电路层面实现 EME 对目标电机的物理复制。为此,本文提出一种电路虚拟等效方法,将目标电机的等效电路拆分为实际部分和虚拟部分,其中实际部分由 EME 的实际电路代替,而虚拟部分由 EME 数字系统实现,从而实现 EME 对目标电机的电气端口特性模拟。其原理如图 3(c)所示,将目标电机电路中的电阻和电感拆分为实际部分和虚拟部分,分别为 R_r 、 L_r 和 R_v 、 L_v ,其中实际部分与 EME 的电路参数相等,即

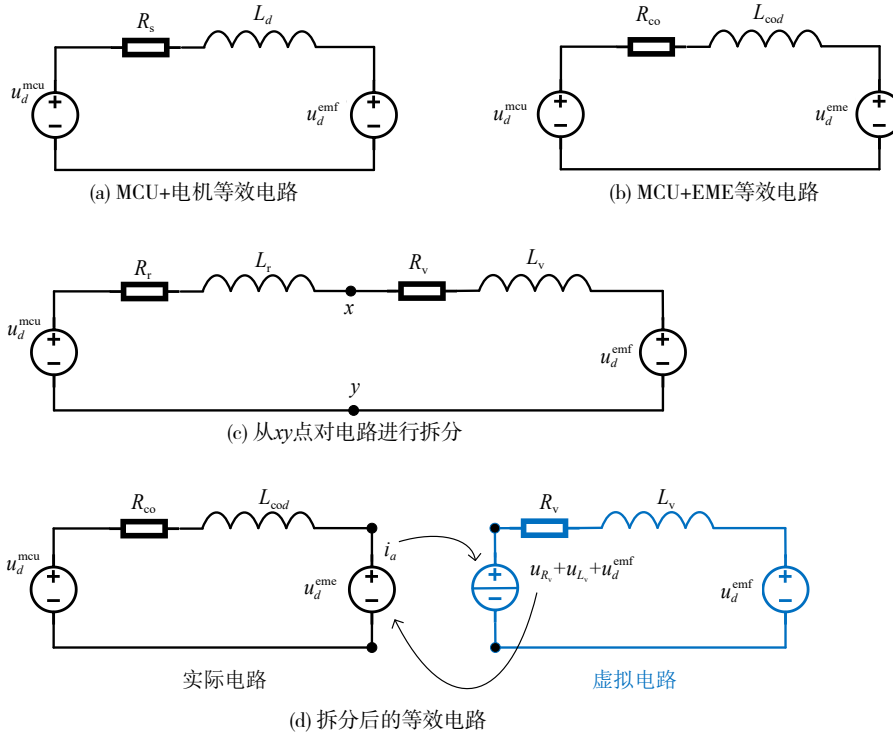


图3 基于电路虚拟法的 PMSM 端口特性模拟

$$\begin{cases} R_r = R_{co} \\ L_r = L_{cod} \\ R_v = R_s - R_{co} \\ L_v = L_d - L_{cod} \end{cases} \quad (6)$$

将电路从 xy 节点拆分成两部分,拆分后左侧断点用可控电压源补充完整,右侧断点用可控电流源补充完整,最终的电路如图 3(d)所示。此时左侧电路与 EME 电路相同,可由 EME 电路直接替代,而右侧的电路可以由数字控制器虚拟实现。为实现两部分电路的虚拟连接,令电压源等于电流源两端电压,电流源等于电压源的电流,即

$$u_d^{eme} = u_{R_v} + u_{L_v} + u_d^{emf} = u_d^{mcu} \left(1 - \frac{L_{cod}}{L_d} \right) + u_d^{emf} \frac{L_{cod}}{L_d} + i_d \left(R_s \frac{L_{cod}}{L_d} - R_{co} \right) \quad (7)$$

将式(7)代入式(5),化简为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_d^{mcu} - i_d R_{co} - u_d^{eme}}{L_{cod}} = \frac{\frac{L_{cod}}{L_d} u_d^{mcu} - \frac{L_{cod}}{L_d} i_d R_{co} - \frac{L_{cod}}{L_d} u_d^{emf}}{L_{cod}} = \frac{u_d^{mcu} - i_d R_s - u_d^{emf}}{L_d} \quad (8)$$

式(8)化简最终得到式(4),由此证明,只须 u_d^{eme} 满足式(7)便可实现拆分前后的电路等价,即 EME 电气端口特性与目标电机电气端口特性相等。

图4给出了引入式(7)后的系统传递函数框图。从图中可以看出,式(7)的本质是在电机模型与输出节点之间、端口电压与输出节点之间各引入了两个前馈通道。图中: G_{me} 为滤波网络,是 EME 中实际的负载电路,可以视为 1 阶阻感负载,即 $G_{\text{me}} = \frac{1}{R_{\text{co}} + L_{\text{co}}s}$; G_e 为电机在 dq 轴的等效电路,同样视为

阻感电路,即 $G_e = \frac{1}{R_s + L_{dq}s}$; G_{emf} 为电机反电势方程,表示为 $G_{\text{emf}} = \omega_e i_{dq} L_{dq}$; 由于机械部分相对比电气部分时间常数较大,此处分析省略了电机的机械部分, ω_e 可视为常数; G_c 为闭环控制器,基于传统 PI 算法下,可以表示为 $G_c = k_p + k_i \frac{1}{s}$; G_{ad} 为 AD 采样环节,可视为简单的延迟环节,即 $G_{\text{ad}} = \frac{1}{1 + T_s s}$; G_{pwm} 则为逆变器环节,表示为 $G_{\text{pwm}} = \frac{k_{\text{pwm}}}{1 + T_s s}$ 。

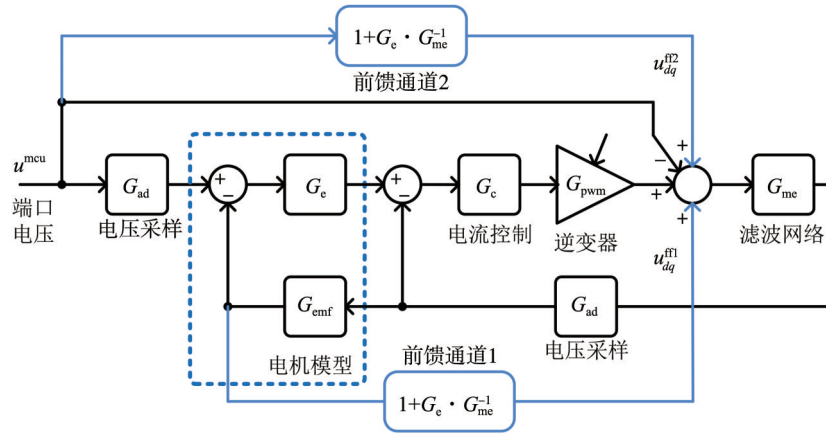


图4 引入前馈解耦策略的电流跟随控制系统框图

前馈通道 1 输出的前馈电压可以表示为

$$\begin{cases} u_d^{\text{f1}} = (i_d R_s + u_d^{\text{emf}}) \frac{L_{\text{cod}}}{L_d} - i_d R_{\text{co}} \\ u_q^{\text{f1}} = (i_q R_s + u_q^{\text{emf}}) \frac{L_{\text{coq}}}{L_q} - i_q R_{\text{co}} \end{cases} \quad (9)$$

可以发现,该前馈电压主要与电机的反电势相关。

前馈通道 2 输出的前馈电压可以表示为

$$\begin{cases} u_d^{\text{f2}} = u_d^{\text{mcu}} \left(1 - \frac{L_{\text{cod}}}{L_d} \right) \\ u_q^{\text{f2}} = u_q^{\text{mcu}} \left(1 - \frac{L_{\text{coq}}}{L_q} \right) \end{cases} \quad (10)$$

可以看出,该前馈电压主要与端口电压相关。式(9)和式(10)还表明,前馈电压的大小与滤波电感和电机电感的比例 L_{coq}/L_q 紧密相关,因此确定一台目标电机后,选取滤波电感应保证 EME 运行过程中前馈电压不超过逆变器的最大输出电压。即确保:

$$\sqrt{(u_d^{\text{f1}} + u_d^{\text{f2}})^2 - (u_q^{\text{f1}} + u_q^{\text{f2}})^2} \leq \frac{u_{\text{dc}}^{\text{eme}}}{\sqrt{3}} \quad (11)$$

滤波电感越大,EME 所需的母线电压越高,而

EME 逆变器可输出的电压是有限制的,一般在 MCU 的两倍以内。因此一般令式(10)中的 $\left| \left(1 - \frac{L_{\text{cod},q}}{L_{d,q}} \right) \right| \leq 2$, 即 $\frac{L_{\text{cod},q}}{L_{d,q}} \leq 3$ 。

滤波电感越小,电气时间常数缩短,越易超出 EME 电流闭环的带宽适用范围。EME 和 MCU 基于相同的闭环控制策略下,电流控制器的带宽与开关频率成正比,因此应保证 $\frac{L_{\text{cod},q}}{L_{d,q}} \geq f_{\text{mcu}} / f_{\text{eme}}, f_{\text{mcu}}, f_{\text{eme}}$ 分别为 MCU 和 EME 的开关频率。

2.2 无差拍电流预测控制

前馈解耦环节本质是一种开环控制器,当参数发生漂移或受到外部扰动时,单纯依靠前馈控制无法实现电流误差的收敛,因此仍须配合一个高性能的电流闭环控制器使用。无差拍预测控制是一种补偿控制差拍的常见策略,为降低延迟差拍对闭环控制系统的不利因素,本节设计了纹波电流跟随的无差拍电流预测控制策略,通过预测目标电流及反馈电流对控制差拍进行补偿。

首先,基于电机模型对电流跟随的目标值进行一个周期的预测:

$$\begin{cases} i_{d(k+1)}^* = i_{d(k)}^* + \frac{[u_{d(k)}^{mcu} - R_s i_{d(k)}^* + \omega_{e(k)} i_{q(k)}^* L_q]}{L_d} T_{ms} \\ i_{q(k+1)}^* = i_{q(k)}^* + \frac{[u_{q(k)}^{mcu} - R_s i_{q(k)}^* - \omega_{e(k)} i_{d(k)}^* L_d]}{L_q} T_{ms} \end{cases} \quad (12)$$

然后,依据EME的电路模型式(3)对k+1时刻的反馈电流进行预测:

$$\begin{cases} i_{d(k+1)} = i_{d(k)} + \frac{u_{d(k)}^{mcu} - u_{d(k-1)}^{eme} - i_{d(k)} R_{co}}{L_{cod}} T_s \\ i_{q(k+1)} = i_{q(k)} + \frac{u_{q(k)}^{mcu} - u_{q(k-1)}^{eme} - i_{q(k)} R_{co}}{L_{coq}} T_s \end{cases} \quad (13)$$

由于逆变器的输出存在一个周期的延迟,因此式中 u_d^{eme} 和 u_q^{eme} 取k-1时刻的值。

前馈解耦环节已给出了大部分的控制量,因此闭环控制器仅须根据电流误差给出额外的补偿量即可。基于前两步得到k+1时刻的误差后,再基于EME的电路方程便可以预测出下一周期的理想控制补偿量。最终k+1时刻的电压控制量可以表示为

$$\begin{cases} u_{d(k+1)} = k_1 \frac{i_{d(k+1)}^* - i_{d(k+1)}}{T_s} L_{cod} + k_2 \sum (i_{d(k+1)}^* - i_{d(k+1)}) + u_d^{ff1} + u_d^{ff2} \\ u_{q(k+1)} = k_1 \frac{i_{q(k+1)}^* - i_{q(k+1)}}{T_s} L_{coq} + k_2 \sum (i_{q(k+1)}^* - i_{q(k+1)}) + u_q^{ff1} + u_q^{ff2} \end{cases} \quad (14)$$

式中:等号右侧第1项为预测值,由于系统中的模型和参数仍存在误差,全量的预测值可能会引起系统振荡,通常引入衰减系数 k_1 ;等号右侧第2项为误差

积分项, k_2 为积分系数,该项用来消除由系统参数漂移或外部扰动引起的稳态误差。

3 实验验证

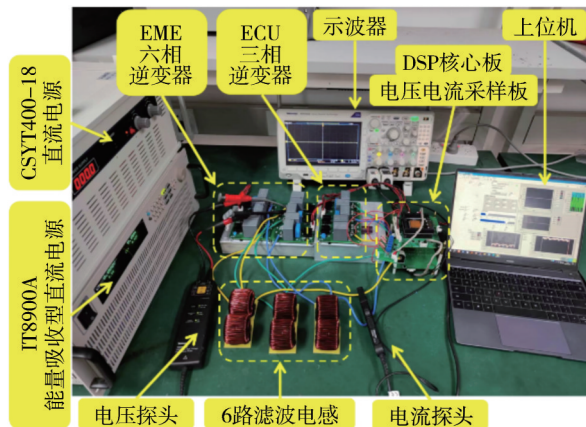
3.1 实验平台

为验证所提方法的有效性,本文搭建了相关实验平台,实物和电气架构如图5所示。由MCU、EME、两台直流电源、上位机平台及相关测量仪器等组成。MCU采用传统两电平拓扑,EME采用基于交错并联技术的三电平拓扑^[18]以实现更高的开关频率。功率管采用SIC-MOSFET,滤波电感为1.7 mH。

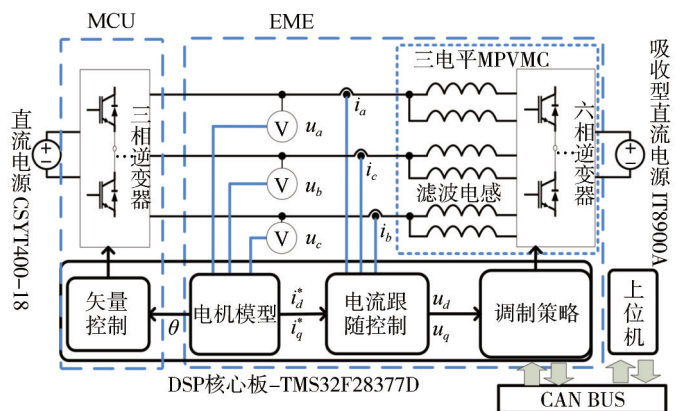
实验中端口算法分别采用经典PI算法和前馈解耦无差拍电流跟随策略,对纹波电流跟随效果进行对比。实验中依次对两台不同电感参数的PMSM进行了模拟,目标电机参数如表1所示。MCU母线电压310 V,EME母线电压350 V。MCU开关频率为5 kHz,EME开关频率为20 kHz。电机工作在电动状态,工作电流为 $i_q=20$ A, $i_d=-20$ A,转速为2 000 r/min,基频为100 Hz。

表1 目标电机参数

参数	目标电机1	目标电机2	单位
P	3	3	
R_s	0.6	0.6	Ω
L_d	0.85	3.4	mH
L_q	0.85	3.4	mH
ψ_f	0.05	0.05	Wb
I_n	20	20	A
P_n	6	3.3	kW



(a) 实物图



(b) 电气结构框图

图5 EME+MCU实验平台

3.2 相纹波电流对比实验平台

纹波电流的大小与目标电机的电感相关,理论上电机电感越大纹波电流的幅值越小。图6(a)和图6(b)为传统PI算法下相电流波形,纹波电流的差异

并不明显,两台电机的电流THD较为接近。图6(c)和图6(d)为基于前馈解耦无差拍电流跟随策略得到的相电流波形,随着目标电机电感的增加,纹波电流的幅值明显降低,符合纹波电流与电感呈反比的规律。

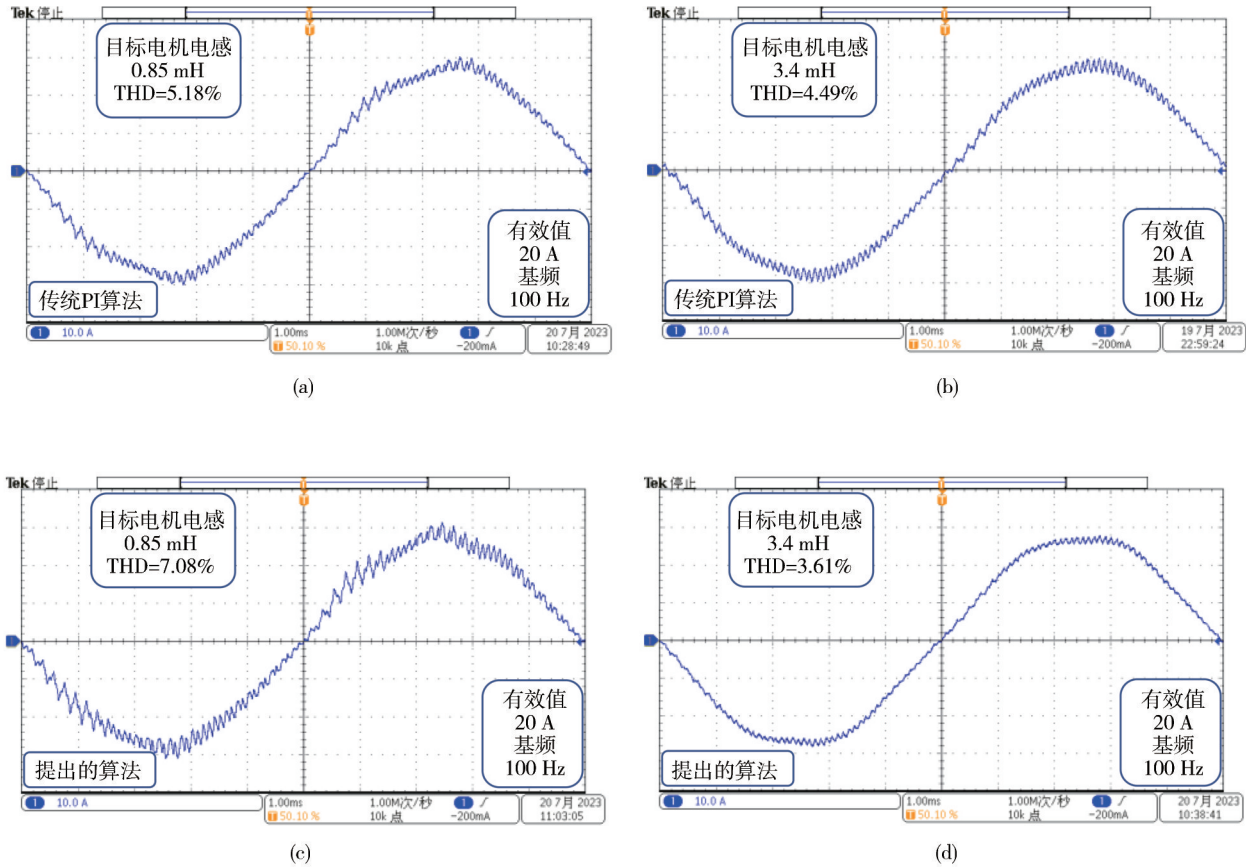


图6 不同算法下的相电流波形

THD不仅包含开关纹波电流,还包含其它频段的谐波电流,进一步对4组波形进行FFT分析,提取了开关频率1阶纹波电流的幅值,如图7所示。传统PI算法下两组实验的THD以及1阶纹波电流都较接近,并未明显呈现与电感负相关的趋势。而在前馈解耦无差拍电流跟随策略下,相电流的THD以及1阶纹波则随着电机参数显著变化,均符合纹波电流大小与电机电感呈负相关的规律。实验结果表明,PI算法下并没有真正还原目标电机(0.85和3.4 mH)的电流,实际表现出的是一台1.7 mH左右的电机电流。而本文算法下,提高了对目标电机电流的还原能力,图6(c)模拟的是0.85 mH的电机电流,因此纹波电流显著,THD也大于图6(a)和图6(b)中的THD。而图6(d)模拟的是3.4 mH的电机电流,纹波电流较小,因此其THD小于图6(a)和图6(b)中的

THD。

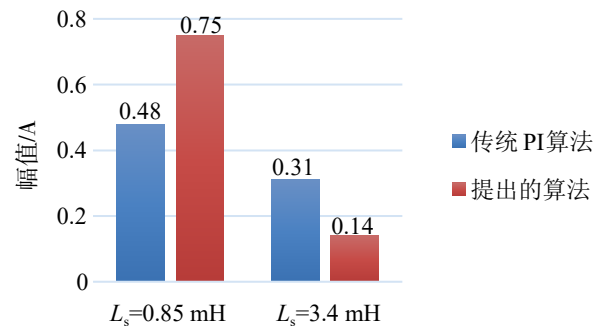


图7 不同端口算法下的相电流频域特征

3.3 dq轴的纹波电流对比

由于示波器无法采集dq坐标系下的电流波形,图8~图11为EME系统内部采集的dq轴电流跟随波

形,采集长度为1个基波电流周期。其中,图8和图9为在传统PI算法下的电流跟随情况。当目标电机的电感小于实际滤波电感时,实际纹波的幅值明显小于目标值;当目标电机的电感大于实际滤波电感时,实际纹波的幅值明显大于目标值。结果表明,当目标电机电感与实际滤波电感不一致时,传统PI算法缺乏对高频纹波电流的跟随控制能力,EME无法精确跟随目标电机的纹波电流。图10和图11为采用前馈解耦无差拍电流跟随策略时的电流跟随情况,在前馈解耦无差拍电流跟随策略下,当目标电机电感依次设置为大于、小于滤波电感时,实际纹波电流随目标电机参数的变化出现了明显的变化,电机电感越大,纹波电流幅值越小,纹波电流的跟随误差明显缩小。

对图8~图11的波形进行FFT分析,结果如图12~图15所示。在传统PI算法下,当电机参数与滤波电感不一致时,主要阶次(幅值占比最大的阶次)的纹波电流与目标参考值存在显著差异。而在前馈解耦无差拍电流跟随策略下,主要阶次的纹波电流反馈值与目标值基本重合,实现了高精度跟随。

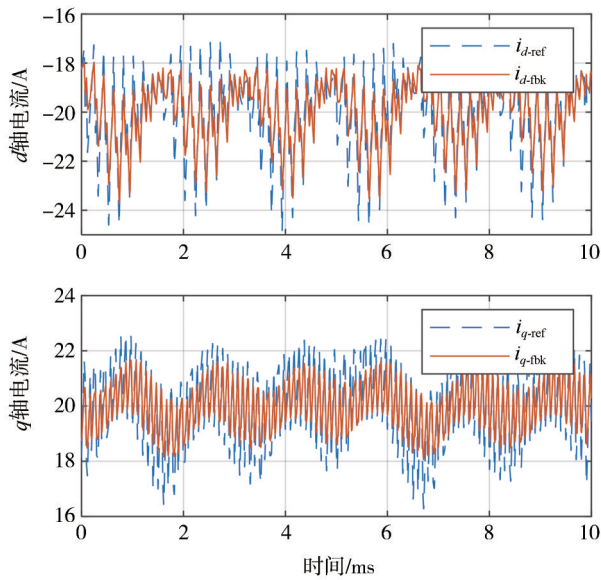


图8 目标电机1传统PI算法下的纹波电流跟随

为评价纹波电流的跟随精度,提取了dq轴幅值最大阶次纹波电流的跟随误差的绝对值,如图16所示。在传统PI算法下,当目标电机电感参数分别设为滤波电感的50%和200%时,dq轴主要阶次纹波电流跟踪误差较大,最大误差达到160%。而基于前馈解耦无差拍电流跟随策略,当目标电机电感与滤波电感不同时,系统仍能高精度地跟随纹波电流,跟随误差被降低到20%以内。

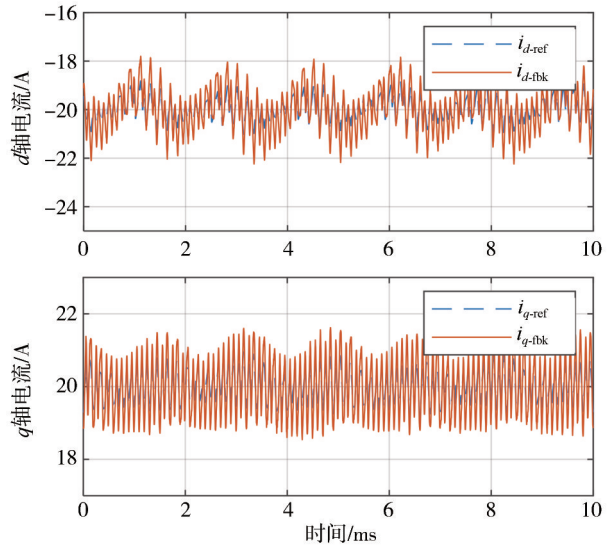


图9 目标电机2传统PI算法下的纹波电流跟随

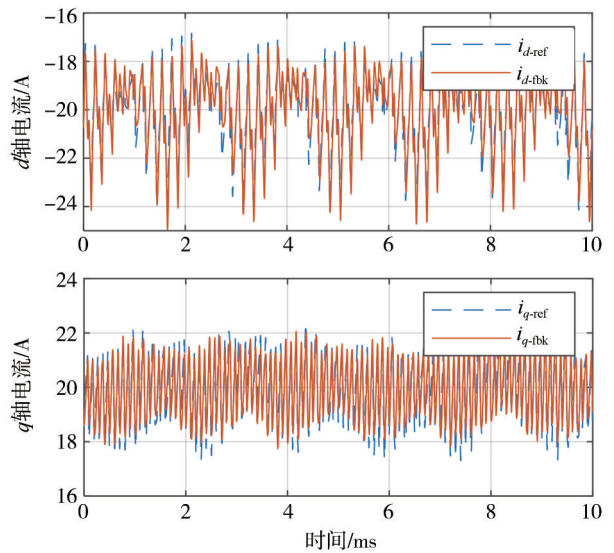


图10 目标电机1本文算法下的纹波电流跟随

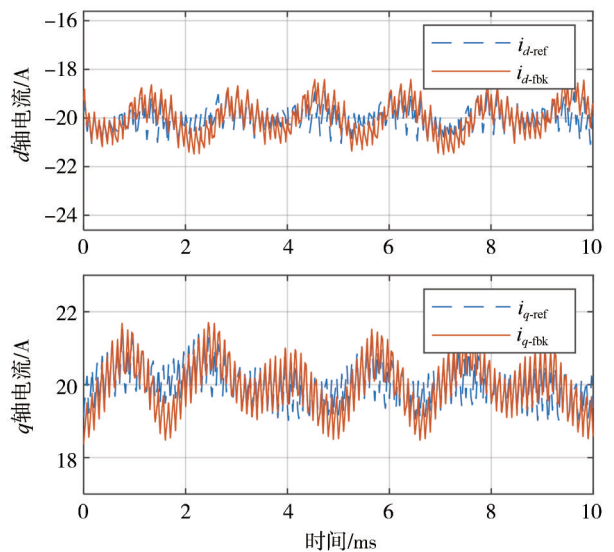


图11 目标电机2本文算法下的纹波电流跟随

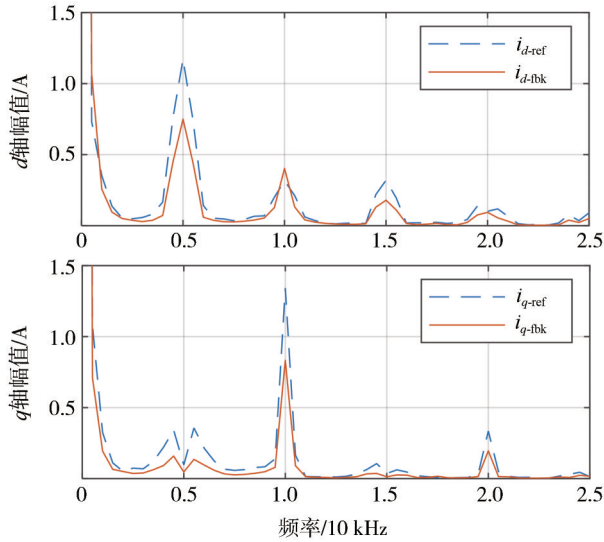


图12 目标电机1传统PI算法下的纹波电流FFT

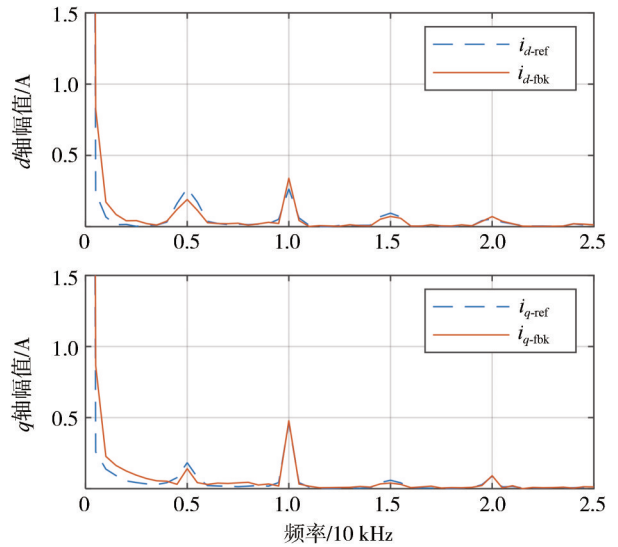


图15 目标电机2本文算法下的纹波电流FFT

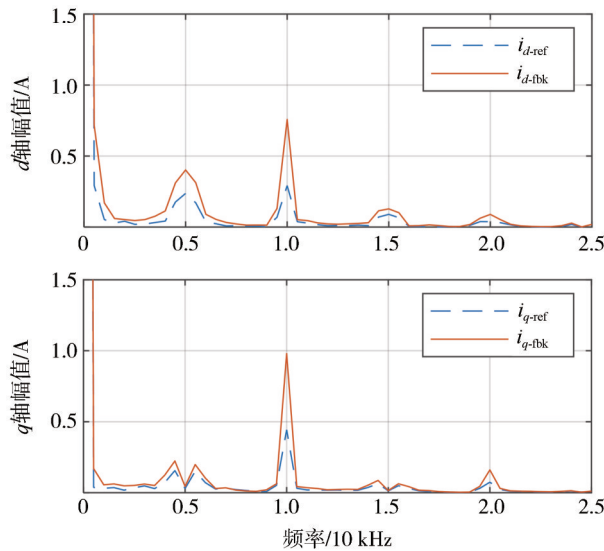


图13 目标电机2传统PI算法下的纹波电流FFT

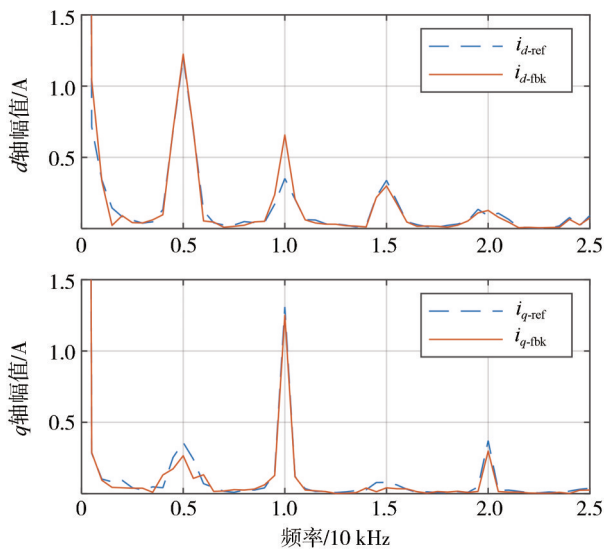


图14 目标电机1本文算法下的纹波电流FFT

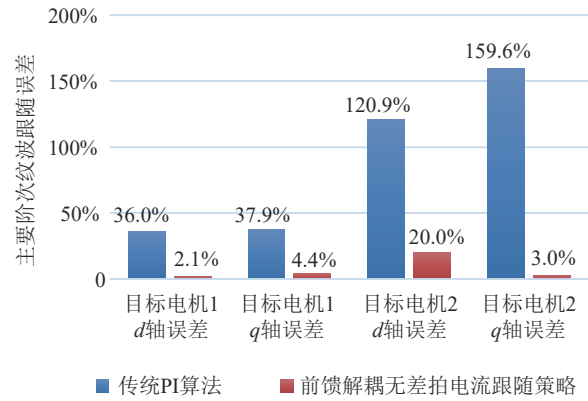


图16 主要阶次纹波电流的跟随误差

实验结果表明,基于传统PI算法下,当EME滤波电感与目标电机电感不一致时,EME无法精确还原PMSM的工作电流。基于本文提出的前馈解耦无差拍电流跟随策略,则可以有效地提高滤波电感与电机电感参数不匹配时的纹波电流跟随精度,实现了EME对不同参数永磁同步电机的端口特性模拟,对提高EME的灵活性和通用性具有重要意义。

4 结论

针对传统策略下电机模拟器模拟永磁同步电机端口特性时严重依赖滤波电感与目标电机电感的匹配,模拟不同参数电机时无法精确还原电机纹波电流的问题,提出了一种前馈解耦无差拍电流跟随控制算法,并搭建了相应的实验验证平台。实验结果证明,在传统PI控制策略下,EME的纹波电流无法

随电机参数的变化而变化。而当基于前馈解耦无差拍电流跟随策略时,EME可以实现在不更换滤波电感的情况下,高精度模拟不同参数电机的端口特性。相对于传统PI算法,主要阶次的纹波电流跟随误差从160%降低至20%以内。基于所提策略,无须对滤波电感与目标电机的电感进行匹配,对提高EME的通用性和灵活配置性具有重要意义。

参考文献

- [1] 严蓓兰. 新能源汽车电机发展趋势及测试评价研究[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(6): 109-116.
YAN B L. Research on the development trend and test evaluation of new energy vehicle motors[J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(6): 109-116.
- [2] 王志福,孙庆乐,李昊龙,等. 新能源汽车驱动电机硬件在环仿真技术综述[J]. 电气传动, 2022, 52(1): 3-12.
WANG Z F, SUN Q L, LI H L, et al. A review of hardware-in-the-loop simulation technology for drive motors of new energy vehicles[J]. Electric Drive, 2022, 52(1): 3-12.
- [3] SAITO K, AKAGI H. A real-time real-power emulator for a medium-voltage high-speed electrical drive: discussion on mechanical vibrations[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(2): 1482-1494.
- [4] SUN Q, WANG Z, SHARKH S M, et al. A flexible and decoupled space vector modulation scheme with carrier-based implementation for multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023: 1-15.
- [5] 王明玉. 电动汽车电机模拟器的背景谐波抑制与电机谐波模拟研究[D]. 威海: 哈尔滨工业大学, 2021.
WANG M Y. Research on background harmonic suppression and motor harmonic simulation of electric machine emulator on electric vehicles[D]. Weihai: Harbin Institute of Technology, 2021.
- [6] NEMEC C, ROTH-STIELOW J. Ripple current minimization of an interleaved-switched multi-phase PWM inverter for three-phase machine-emulation[C]. Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, 2011: 1-8.
- [7] NEMEC C, LEHMANN O, HEINTZE M, et al. Optimal inductor setup for a power-hardware-in-the-loop machine emulator[C]. IEEE International Conference on Power Electronics & Drive Systems, 2013: 364-369.
- [8] SCHMITT A, RICHTER J, GOMMERINGER M, et al. A novel 100 kW power hardware-in-the-loop emulation test bench for permanent magnet synchronous machines with nonlinear magnetics[C]. IET International Conference on Power Electronics, 2016: 6.
- [9] RAHMOUN Y, WINZER P, SCHMITT A, et al. Six-phase PMSM drive inverter testing on a high performance power hardware-in-the-loop testbed[C]. 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications, 2020: 1-10.
- [10] YAN Y, LIU F, SHI T, et al. Model predictive current control for multilevel CHB-PMSM system with lower calculation[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(6): 1089-1096.
- [11] KOIWA K, KURIBAYASHI T, ZANMA T, et al. Optimal current control for PMSM considering inverter output voltage limit model predictive control and pulse-width modulation[J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(12): 2044-2051.
- [12] YANG C, QIN R, TAO H, et al. A tracking method of load current based on finite set model predictive control for motor simulator[C]. International Conference on Intelligent Rail Transportation, 2018: 1-5.
- [13] QIN R, YANG C, TAO H, et al. A power loss decrease method based on finite set model predictive control for a motor emulator with reduced switch count[J]. Energies, 2019, 12(24): 4647.
- [14] 彭涛,刘博,杨超,等. 基于有限集模型预测的电机模拟器故障电流跟踪方法[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2019, 50(5): 1098-1104.
PENG T, LIU B, YANG C, et al. Fault current tracking method for motor simulator based on finite set model prediction[J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2019, 50(5): 1098-1104.
- [15] LUO Y, AWAL M A, YU W, et al. FPGA-based high-bandwidth motor emulator for interior permanent magnet machine utilizing SiC power converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4340-4353.
- [16] 宋鹏先,李耀华,王平,等. 交流电机端口特性的数字化实现方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 184-192.
SONG P X, LI Y H, WANG P, et al. Digital implementation method of AC motor port characteristics[J]. Electrical Engineering Magazine, 2015, 30(14): 184-192.
- [17] 宋鹏先,张郁硕,李耀华,等. 基于无差拍控制的交流电机端口特性模拟[J]. 电工电能新技术, 2016, 35(6): 24-28.
SONG P X, ZHANG Y X, LI Y H, et al. Simulation of port characteristics of AC motor based on beat free control[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2016, 35(6): 24-28.
- [18] LI Y, WANG W, WANG P. A parallel topology based power-stage PMSM emulator with accurate ripple current reproduced[J]. IEEE Access, 2022, 10: 57962-57973.