

DOI:10.11784/tdxbz202505006

基于事件触发的三电平感应电机低开关频率 预测电流控制方法

宫晓鹏, 齐 昕, 张家宁, 冯 明
(北京科技大学机械工程学院, 北京 100083)

摘要: 随着高性能工业驱动领域的快速发展, 对中高压电机驱动系统提出了更高的控制精度、响应速度和能效要求, 如何在低开关频率条件下兼顾电流控制精度与系统效率, 已成为三电平感应电机驱动系统中的关键技术难题. 本文针对中点箝位型逆变器感应电机驱动系统在低开关频率下的电流控制精度下降、中点电压漂移以及动态响应性能不足等关键问题, 提出了一种基于事件触发机制的三电平感应电机预测电流控制方法. 首先, 建立感应电机复矢量数学模型, 为后续预测控制算法提供建模基础; 其次, 详细分析 3L-NPC 逆变器的结构及其电压矢量特性; 再次, 开展基于电流轨迹的枚举预测优化、同步角与反电动势估测方法、结合中点电压预测的电压矢量寻优准则等关键控制环节的研究; 最终, 构建完成基于事件触发机制的完整预测电流控制策略. 在高调制系数条件下, 电流轨迹会逐渐偏离线性轨迹, 破坏控制算法对电流行为的线性假设. 为确保系统始终运行, 在满足电流轨迹线性假设的工况下在额定速度和额定负载条件下, 监测不同励磁电流下的电流轨迹, 通过调制系数判定其线性有效性, 进而确定从线性向非线性过渡的临界励磁电流参考值, 明确电流环稳定运行的边界条件. 实验结果表明, 所提出的控制方法在实现快速电流响应的同时, 显著抑制了扰动下的中点电压漂移, 降低了系统平均开关频率.

关键词: 感应电机; 预测控制; 开关频率; 中点电压

中图分类号: TM341

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2026)06-0573-13

Low Switching Frequency Predictive Current Control Method for Three-Level Induction Motor Based on Event-Trigger

Gong Xiaopeng, Qi Xin, Zhang Jianing, Feng Ming

(School of Mechanical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China)

Abstract: With the rapid development of high-performance industrial drive systems, medium- and high-voltage motor drives face increasing demands for higher control accuracy, faster dynamic response, and improved energy efficiency. In three-level induction motor drive systems, a key challenge was balancing current control accuracy and system efficiency under low switching frequency conditions. To address critical issues such as degraded current control accuracy, neutral point voltage drift, and insufficient dynamic performance in such scenarios, this paper proposed a predictive current control method for three-level induction motors based on an event-triggered mechanism. First, a complex vector model of the induction motor was established to provide the foundation for the predictive control algorithm. Then, the structure and voltage vector characteristics of the three-level neutral point clamped (3L-NPC) inverter were analyzed. Subsequently, several key control components were investigated, including current-trajectory-based enumerative predictive optimization, synchronous angle and back electromotive force (EMF) estimation, and a voltage vector selection criterion incorporating neutral point voltage prediction. Based on these, a complete event-

收稿日期: 2025-05-06; 修回日期: 2025-08-30.

作者简介: 宫晓鹏 (1988—), 男, 博士研究生, D202110313@xs.ustb.edu.cn.

通信作者: 齐 昕, ixin2013@ustb.edu.cn.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51407007); 佛山市人民政府科技创新专项资金资助项目 (BK21BE016).

Supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51407007), the Foshan Municipal People's Government Science and Technology Innovation Special Fund Project (No. BK21BE016).

triggered predictive current control strategy was developed. Under high modulation index conditions, current trajectories deviated from ideal linear paths, violating the algorithm's linearity assumption. To ensure stable operation at rated speed and load while maintaining the validity of the linear trajectory assumption, current trajectories under different excitation currents were monitored. A modulation index-based criterion was introduced to identify the transition from linear to nonlinear behavior, thereby defining the boundary conditions for stable current loop operation. Experimental results demonstrate that the proposed control method achieves fast current response, effectively suppresses neutral point voltage drift under disturbances, and reduces the system's average switching frequency.

Keywords: induction motor; predictive control; switching frequency; neutral point voltage

电动汽车、轨道交通等领域的迅速发展对电机驱动系统提出了更高的性能要求^[1]. 在大中型电动交通工具中,采用中高压感应电机驱动来满足高功率密度和高可靠性的需求增加^[2]. 然而,传统两电平逆变器在此类高压大功率场合存在开关损耗大、器件电压应力高、输出谐波含量高等缺点,难以充分满足高性能驱动要求^[3].

三电平中点箝位型(three-level neutral point clamped, 3L-NPC)逆变器因其结构相对简单、性能优良已得到广泛研究^[4]. 3L-NPC 逆变器允许使用较低耐压等级的器件实现中高电压、大功率的变换,输出谐波水平低^[5-6],凭借这些优点,已成为中高压大功率驱动领域的主流方案之一^[7]. 随着高压 IGBT、IGCT 等新型功率器件电压、电流等级的提升,3L-NPC 拓扑在更高电压等级应用中展现出更大的优势和应用价值^[8].

为实现对三电平逆变器的高质量控制,国内外学者提出了多种控制策略,包括传统载波比较脉宽调制(carrier-based pulse width modulation, CBPWM)、空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)、指定次谐波消除脉宽调制(selective harmonic elimination PWM, SHE-PWM)以及有限控制集模型预测控制(finite control set model predictive control, FCS-MPC)等新型策略^[9]. SVPWM 提高了直流母线电压利用率,并可通过选择冗余小矢量来平衡直流侧电容电压,但实现过程中算法复杂、计算量大^[10]; SHE-PWM 通过优化开关角在较低开关频率下产生最优波形,以最少的开关动作获得最低的谐波和转矩脉动,但其需要预先离线计算开关角并查表实现,实时动态响应性能较差^[11]. 正弦 PWM 等载波调制策略实现简单但在高性能指标下已接近极限^[12]. 近年来兴起的 FCS-MPC 由于能够直接基于模型预测选择最优开关状态,实现多目标协调控制和快速电流响应,成为多电平逆变器控制研究的热点^[13]. 然而, FCS-MPC 存在权重系数整定困难等问题,特别是在三电平拓扑中还需要兼顾中点电位平衡,使控制

策略设计更加复杂^[14]. 需要指出的是,在高功率高电压电机驱动场合往往必须采用尽可能低的开关频率以降低开关损耗^[15]. 低开关频率工况下,上述控制策略的性能均会明显下降:电流控制精度恶化(稳态电流波形畸变增大),中点电压偏移波动加剧,系统的瞬态响应变慢,难以满足高速高精度控制需求^[16]. 究其原因,开关动作减少意味着控制对电流和电压的调节机会变少,导致跟踪误差和谐波难以及时校正^[17];同时 NPC 拓扑开关冗余数量有限,自然存在中点电位难以完全调控的固有缺陷,在低开关频率下这一问题更加突出^[18]. 中点电压漂移不仅会恶化输出波形,还可能引起直流侧电容电压不平衡,威胁器件安全运行^[19]. 因此,如何在降低开关频率的同时维持电流控制的高精度、抑制中点电压偏移并保证良好的动态性能,成为亟待解决的技术难题^[20].

目前已有的应对方案仍面临诸多挑战和不足. 例如,采用 SHE-PWM 虽能在低开关频率下减小谐波,但往往以牺牲动态响应为代价^[21]. 再如,在模型预测控制中通过增加开关惩罚权重以降低开关频率时,若权重过高会出现控制器不再触发开关动作,导致系统闭环失稳或跟踪性能急剧下降. 此外,为保证低开关频率下的中点电压稳定,常需要附加复杂的控制环节(如零序电压注入、中点电位调节算法等),增加了控制系统的复杂度和参数整定工作量^[22].

综上所述,要在低开关频率条件下同时兼顾电流稳态精度、中点电压平衡和快速动态响应,目前的控制策略均存在一定局限性,尚无法彻底解决上述矛盾. 基于事件触发机制结合预测控制的策略为破解上述难题提供了新的思路. 事件触发控制的基本思想是在系统偏差超出设定阈值时才触发控制计算和开关更新,而在误差较小时维持前一控制周期的控制量不变^[23]. 将这一机制融入模型预测控制中,可以显著减少不必要的控制运算和开关动作次数,从而降低控制器计算负担和开关器件损耗. 研究表明,事件触发模型预测控制相较传统周期控制能够有效减少开关切换频率,降低开关器件的开通关断损耗,提高逆

变器运行效率^[24]。因此,将事件触发机制引入三电平感应电机驱动的预测电流控制,在保持电流高精度控制和中点电压稳定的前提下,可以将平均开关频率进一步降低,缓解开关频率受限与性能要求之间的矛盾。

本文围绕三电平中点箝位型逆变器驱动感应电机系统,提出了一种基于事件触发机制的低开关频率预测电流控制方法。该方法通过建立感应电机复矢量模型,分析三电平逆变器电压矢量结构,构建涵盖最优矢量切换、电流轨迹预测、同步角与反电动势估测、中点电压反馈优化等模块的控制框架。在此基础上,进一步研究中点电压对电压输出与电流预测的耦合机制,并设计基于反馈补偿的中点电位调控策略,同时通过调制系数观测明确电流轨迹线性边界。最后,依托搭建的软硬件实验平台,在多种典型工况下开展系统性仿真与实验验证,以评估所提策略在电流控制精度、响应速度、中点电压控制和开关频率优化方面的综合性能。

1 三电平感应电机驱动模型

1.1 感应电机复矢量模型

在忽略铁芯饱和、齿槽效应和齿槽转矩等非理想特性的前提下,假设定子磁通密度、磁链以及电流密度在气隙沿圆周方向上呈正弦分布。如图1所示,其中a相绕组轴线与复平面中的实轴对齐。为了在气隙中产生正弦分布的磁通密度,定子产生的磁动势也应当在圆周方向上为正弦函数。因此,假设每一相绕组具有正弦分布的绕组密度。当某一相中通以正向电流时,会在空间中形成一个与该相轴线相关的正弦形电流密度分布。

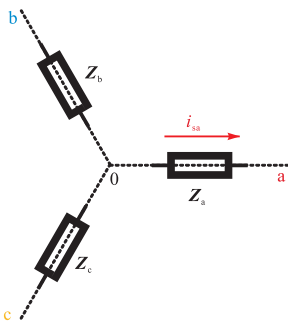


图1 三相定子绕组示意

Fig.1 Schematic of three-phase stator winding

通过对三相绕组电流所产生的电流密度分布进行叠加,得到总的定子磁动势,其在空间上仍为正弦分布,如图2所示。由于三相电流是时间变化的,其产生的电流密度分布也会随之旋转,从而形成一个旋

转的电流密度波。

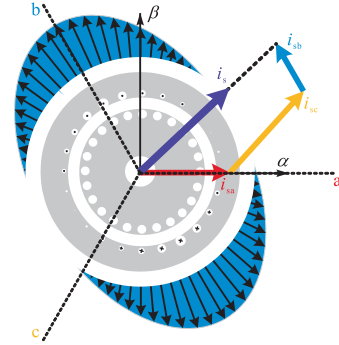


图2 电流密度分布及电流矢量合成关系

Fig.2 Synthesis relationship of current density distribution and current vector

引入一个旋转坐标系来推导异步电机的电压方程,该坐标系以某一角速度 ω_k 旋转,此角速度可以是任意值,以保持推导的一般性与通用性。在这个旋转参考系下,定子的空间电压方程可以表达为

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s^{(k)} = r_s \mathbf{i}_s^{(k)} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s^{(k)}}{dt} + j\omega_k \boldsymbol{\psi}_s^{(k)} \\ \mathbf{u}_r^{(k)} = r_r \mathbf{i}_r^{(k)} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^{(k)}}{dt} + j(\omega_k - \omega_e) \boldsymbol{\psi}_r^{(k)} \end{cases} \quad (1)$$

式中: ω_k 为通用坐标系 k 的角速度; ω_e 为转子电角速度。式(1)表示感应电机的电磁子系统是两个状态方程的2阶动态系统,而就4个状态变量 \mathbf{i}_s 、 $\boldsymbol{\psi}_s$ 、 \mathbf{i}_r 、 $\boldsymbol{\psi}_r$ 而言,感应电机的磁链方程为

$$\begin{cases} \boldsymbol{\psi}_s = l_s \mathbf{i}_s + l_m \mathbf{i}_r \\ \boldsymbol{\psi}_r = l_m \mathbf{i}_s + l_r \mathbf{i}_r \end{cases} \quad (2)$$

式中: l_m 为电机互感; l_s 为定子电感; l_r 为转子电感。式(1)仅通过代替同步旋转坐标系的角速度,就可以将其转化为不同的旋转速度下的动态方程。

使通用坐标系 k 的旋转速度 ω_k 等同于转子磁场速度 ω_e ,以 \mathbf{i}_s 和 $\boldsymbol{\psi}_r$ 作为状态变量,消除变量 \mathbf{i}_r 和 $\boldsymbol{\psi}_s$,则式(1)可以变换为

$$\begin{cases} \tau_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{i}_s = -j\omega_s \tau'_\sigma \mathbf{i}_s + \frac{k_r}{r_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_e \right) \boldsymbol{\psi}_r + \frac{1}{r_\sigma} \mathbf{u}_s \\ \tau_r \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} + \boldsymbol{\psi}_r = -j(\omega_s - \omega_e) \tau_r \boldsymbol{\psi}_r + l_m \mathbf{i}_s \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} k_r = l_m / l_r \\ k_s = l_m / l_s \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \sigma = 1 - k_s k_r \\ r_\sigma = r_s + k_r^2 r_r \\ \tau'_\sigma = \sigma l_s / r_\sigma \\ \tau_r = l_r / r_r \end{cases} \quad (5)$$

式中: τ'_σ 为瞬态定子时间常数; τ_r 为转子时间常数; k_r 为转子磁场耦合系数; k_s 为定子磁场耦合系数; σ 为总漏感系数; r_σ 为等效电阻.

1.2 中点箝位型三电平逆变器开关模型

通过不同的开关状态,如图 3 所示,三相负载的每相都可以连接到直流链路的正极、负极或中性点,3 相共有 27 种开关组合,共计有 27 个电压矢量,可分为 4 组:大电压矢量 LVVs、中电压矢量 MVVs、小电压矢量 SVVs 和零电压矢量 ZVVs. 中性点对地电压定义为 u_n ,其中正体下标 n 指代中性点而非母线负极. 电容器仅在控制回路施加 MVVs 和 SVVs 时充放电,而在控制回路施加 LVVs 和 ZVVs 时,中点电压没有影响. 需要注意的是,成对出现的 SVVs 产生相同的线电压,但它们对中性点电压的影响在同一电机运行模式下是相反的.

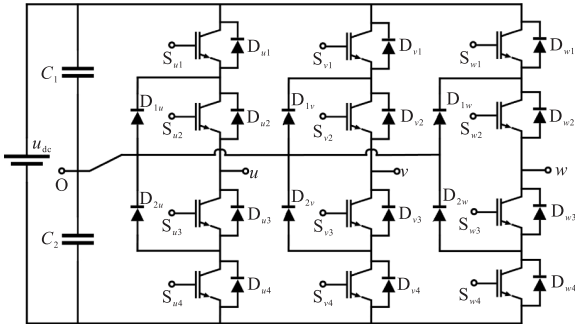


图 3 中点箝位型三电平逆变器

Fig.3 Three-level neutral-point-clamped inverter

因此,可以利用 SVVs 的冗余性,通过在应用时选择合适的 SVVs 开关状态来实现中点电压的平衡. 令 S_a 、 S_b 、 S_c 为各相工作状态函数,则有

$$S_i = \begin{cases} 2 & \text{母线正状态} \\ 1 & \text{中性点状态} \\ 0 & \text{母线负状态} \end{cases} \quad (6)$$

$$i \in \{a,b,c\}$$

当前三相电平状态可记为 $[S_a \ S_b \ S_c] = [2 \ 1 \ 0]$,表示当前所处电压矢量为 u_2 ,进而可用于控制优化算法中电流误差预测、电压选择.

2 基于事件触发的预测电流控制

通过对感应电机及 3L-NPC 逆变器模型分析,本节提出了基于事件触发的预测电流控制方法,主要包括 4 个方面的内容:首先,通过三电平最优矢量切换时序分析,确定电压矢量的最佳切换顺序,以优化电流控制过程;其次,基于电流轨迹的枚举预测优化,通过对电流变化的预测,在低开关频率下精确调节电

流响应;然后,采用基于叠加速度控制器的反电动势模型,有效估计电机的反电动势;最后,基于中点电压预测的电压矢量寻优准则,优化电压矢量在中点电压漂移时的选择,从而实现中点电压控制. 该低开关频率控制策略能够在标准工况下,预测并控制和调节定子电流与中点电压.

2.1 基于电流轨迹的枚举预测优化

基于感应电机转子侧子系统表现出的低通滤波特性,使励磁电流的小幅变化对电磁转矩的瞬态影响较小,利用上述特性,将转矩电流和励磁电流进行独立约束,通过适度放宽励磁电流畸变允许限值,扩大电流轨迹的可行运行范围,以降低开关切换频率并延长开关状态的维持时间.

通用坐标系下感应电机动态方程可得序号为 g 的电压矢量 $u_s(g)$ 作用下的电流矢量 $i_s(t, g)$ 对时间的导数的 d, q 分量方程为

$$\left. \frac{di_{sd}(t, g)}{dt} \right|_{t=t_0} = \frac{1}{\tau_\sigma} \left[\omega_s \tau_\sigma i_{sq}(t_0) - i_{sd}(t_0) + \frac{k_r}{r_\sigma \tau_r} \psi_{rd}(t_0) + \frac{u_{sd}(g)}{r_\sigma} \right] \quad (7)$$

$$\left. \frac{di_{sq}(t, g)}{dt} \right|_{t=t_0} = -\frac{1}{\tau_\sigma} \left[\omega_s \tau_\sigma i_{sd}(t_0) - i_{sq}(t_0) + \frac{k_r}{r_\sigma} \omega_e \psi_{rd}(t_0) - \frac{u_{sq}(g)}{r_\sigma} \right] \quad (8)$$

励磁电流 i_d 通过具有较大时间常数 τ_r 的一阶惯性环节及比例环节控制转子磁链 ψ_r . 转子磁链 ψ_r 变化需要经过约 $\tau_r = l_r/r_r$ 的时间常数来逐步建立或衰减,也就是说,转子子系统会滤除高频分量,即当定子电流(尤其是 d 轴励磁电流)发生快速变化时,转子磁链无法立刻跟随,而是以平滑的慢动态响应. 这一低通行为意味着在常规控制周期内,转子磁链近似保持稳定,其瞬态变化相对缓慢.

为了尽量降低系统开关频率,而在同一电压矢量作用下,电流矢量轨迹在边界内的滞留时间越长,在同一段时间内逆变器开关状态切换次数就越少,因此,为尽量减少功率器件开关次数并保持较低电流畸变水平,需要选择在边界内滞留时间最长的电压矢量. 首先,忽略目标电流值变化带来的影响,将一个电压矢量切换周期内电流矢量轨迹运动速度视为恒定,就可以计算出其值为起始时刻各电压矢量作用下电流导数. 进而,可以求出在第 g 号电压矢量作用下,对应边界内的电流矢量分量的滞留时间,即

$$\Delta t_d(g) = \left[t_d^* - i_d(t_0) \pm e_{d\max} \right] / \left. \frac{di_d(t, g)}{dt} \right|_{t=t_0} \quad (9)$$

$$\Delta t_q(g) = \frac{t_q^* - i_q(t_0) \pm e_{q\max}}{\left. \frac{di_q(t,g)}{dt} \right|_{t=t_0}} \quad (10)$$

$$\Delta t(g) = \min \{ \Delta t_d(g) > 0, \Delta t_q(g) > 0 \} \rightarrow \max \quad (11)$$

式中： $\Delta t_d(g)$ 为 g 号矢量下电流在 d 轴边界内的滞留时间； $\Delta t_q(g)$ 为 g 号矢量下电流在 q 轴边界内的滞留时间。最后，取二者中最小值，即最快触碰到边界的时间。选择出滞留时间最长的电压矢量，因此给出最优矢量选择条件如式(11)所示，由此在下一个中断周期施加 g 号矢量。

2.2 基于叠加速度控制器的同步角估测方法

由于三电平逆变器的基础电压矢量相较于两电平逆变器的数量显著增加，对于模型预测的精度要求也随之提高，式(7)和式(8)给出了一种电流变化率的计算方法，而本节利用反电动势模型来计算电流变化率，即

$$\left. \frac{di_{sd}(t,g)}{dt} \right|_{t=t_0} = \frac{u_{sd}(t_0,g) - u_{id}(t_0)}{l_\sigma} + \omega_s(t_0)i_q(t_0) \quad (12)$$

$$\left. \frac{di_{sq}(t,g)}{dt} \right|_{t=t_0} = \frac{u_{sq}(t_0,g) - u_{iq}(t_0)}{l_\sigma} - \omega_s(t_0)i_d(t_0) \quad (13)$$

相较于前文的电流变化率计算方法，式(12)和式(13)简化了枚举预测的复杂度，由于在电流变化率预测过程中仅仅使用到了一个电机参数即总漏感 l_σ ，得以提高了对电机参数的鲁棒性。那么，利用基于反电动势模型的模型预测则要求准确的反电动势估测，由此，利用叠加速度控制器以估测转子磁链同步角。根据转子速度定向下的感应电机转子模型有

$$\tau_r \frac{d\psi_r^{(R)}}{dt} + \psi_r^{(R)} = l_m i_s^{(R)} \quad (14)$$

通过将式(14)重定向至转子磁链同步旋转坐标系有

$$\tau_r \frac{d\psi_r^{(F)}}{dt} + \psi_r^{(F)} = -j(\omega_s - \omega_e)\tau_r \psi_r^{(F)} + l_m i_s^{(F)} \quad (15)$$

对滑差率 ω_{slip} 定义为

$$\omega_{slip} = \omega_s - \omega_e = (l_m i_{sq}) / (\tau_r \psi_{rd}) \quad (16)$$

则转子磁链 ψ_r 在静止坐标系下的估测角度 δ 为

$$\delta = \int (\omega_{slip} + \omega_e) dt \quad (17)$$

则反电动势 u_i 可表示为

$$u_i = k_r \psi_{rd} e^{j\delta} \quad (18)$$

2.3 基于中点电压预测的电压矢量寻优准则

直流侧的上、下电容由于制造误差的存在，导致上、下电容的容值不能完全一致，这种不匹配会造成

中点电位固定的直流分量漂移，同时，负载越大时，选择小矢量的情况下，中点电流也会相应增大，这会导致中点电位波动的幅度加大，且负载增大时选择小矢量的情况将减少。为了有效控制中点电位的漂移，需要采取更精确的控制策略，确保在不同工况下能够维持中点电位的稳定。

中性点电压 u_n 在第 $h+1$ 时刻的偏差 Δu_n 可以通过开关状态以及其在第 h 时刻的前值预测，即

$$\Delta u_n(h+1) = \frac{T_s}{C} \begin{bmatrix} |S_a(h)-1| \\ |S_b(h)-1| \\ |S_c(h)-1| \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_a(h) \\ i_b(h) \\ i_c(h) \end{bmatrix} + \Delta u_n(h) \quad (19)$$

式中： $i_a(h)$ 、 $i_b(h)$ 和 $i_c(h)$ 分别为第 h 时刻的三相电流； $C = C_1 = C_2$ 表示母线电容值。

由中点电压预测值判断当前冗余小矢量对中点电位的影响特性，再根据当前的中点电压与中点电压容许值来切换当前矢量表中的小矢量极性。首先进行 u_n 的实时采样并对下一时刻的中点电压变化 $u_n(h+1)$ 进行预测。预测完成后，判断当前预测的中点电压偏差 u_n 幅值是否超出预设的最大允许值 $u_{n,\max}$ 。若预测值未超限，则系统不进行正、负小矢量表的调整，流程直接结束。若预测值超出限值，则需进一步判断当前采用的小矢量对中点电压的影响是否产生反转；若产生反转，意味着现行的 SVVs 选择无法有效抑制中点漂移，必须切换至相反的 SVVs 表以改善中点电压控制效果。若未产生反转，则表明当前所采用的 SVVs 选择对于抑制中点电压漂移仍然有效；完成对 SVVs 预选表的切换后，本周期的寻优决策完成，则电流环控制信号流程如图4所示。

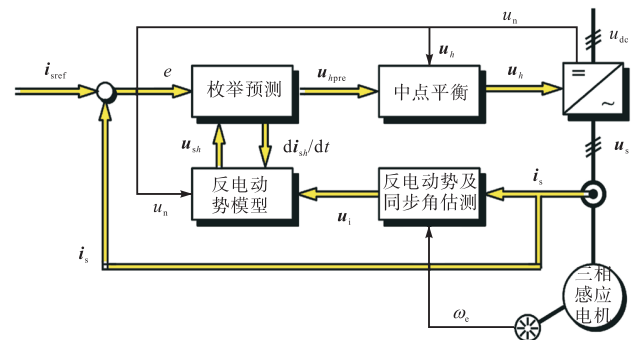


图4 三电平感应电机预测电流环控制信号流程

Fig.4 Flow chart of predictive current loop control signal of three-level induction motor

3 基于调制系数观测的电流环稳定边界辨识方法

在高调制系数条件下，电流轨迹会逐渐偏离直线

轨迹,从而破坏控制算法对电流轨迹线性的假设. 本节为了确保系统在满足电流轨迹线性条件的工况下运行,需要在额定速度和额定负载条件下,监测不同励磁电流参考值对应的电流轨迹. 电流轨迹是否偏离直线轨迹的判定依据为调制系数是否超过设定阈值,调制系数则通过基于电流反馈输入的定子电压估测模型进行实时观测. 最终,确定电流轨迹从线性向非线性过渡的边界,即对应的临界励磁电流参考值,以保证控制系统的精确性和稳定性,并进行了相应的仿真分析.

3.1 调制系数观测模型

调制系数为逆变器输出的标么基波定子电压值,一般情况下定义为

$$m = \frac{u_{out}}{u_{max}} \quad (20)$$

式中: u_{out} 为调制后开关序列中的基波电压矢量稳态幅值; u_{max} 为六步换向模式(在三电平逆变器中为大矢量六步换向模式)下的基波电压矢量稳态幅值. 由此可知, m 的取值范围为 $0 \leq m \leq 1$, 并且通过定义可以得出 $m = 1$ 的情形只有在电机驱动系统运行在六步换向模式下才可获得. 除六步换向模式以外的其他脉宽调制或开关序列输出策略可以达到的最大调制系数均低于六步换向模式. 为了找到本文所提策略的最大调制系数,也即本文能使电流控制稳定的临界调制系数,首先,需要确定大矢量六步换向模式的基波电压矢量稳态幅值 u_{max} ; 其次,需要能够实时观测当前系统调制后开关序列中的基波电压矢量稳态幅值 u_{out} , 进而才能确定当前系统的调制系数. 而根据对逆变器输出的相电压傅里叶分析,大矢量六步换向模式的基波电压矢量稳态幅值 $u_{max} = 2u_{dc}/\pi$; 调制系数的计算公式进一步简化为

$$m = \frac{u_{out}}{2u_{dc}/(n\pi)} = \frac{n\pi u_{out}}{2u_{dc}} \quad (21)$$

由感应电机 d, q 轴定子电压方程,当前系统调制后开关序列中的基波电压矢量可以通过将轴电流的实时反馈值来计算,即有本节所突出的基于反馈值输入的定子电压估测模型为

$$\begin{cases} u_d^* = r_\sigma \left(\tau_\sigma \frac{di_d}{dt} + i_d - \omega_s \tau_\sigma i_q - \frac{k_r}{r_\sigma} \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} \right) \\ u_q^* = r_\sigma \left(\tau_\sigma \frac{di_q}{dt} + i_q - \omega_s \tau_\sigma i_d + \frac{k_r}{r_\sigma} \omega_s \psi_{rd} \right) \end{cases} \quad (22)$$

而在电机稳态运行过程中, d, q 轴电流反馈值稳定在特定的值,则令 d, q 轴电流变化率 $di_d^*/dt = 0$ 和 $di_q^*/dt = 0$, 由此可得该估测模型的进一步简化形式为

$$\begin{cases} u_d^* = r_\sigma \left(i_d - \omega_s \tau_\sigma i_q - \frac{k_r}{r_\sigma} \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} \right) \\ u_q^* = r_\sigma \left(i_q - \omega_s \tau_\sigma i_d + \frac{k_r}{r_\sigma} \omega_s \psi_{rd} \right) \end{cases} \quad (23)$$

对应的矢量方程形式为

$$\mathbf{u}^* = r_\sigma (1 + j\omega_s \tau_\sigma) \mathbf{i} + k_r \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega_e \right) \boldsymbol{\psi}_r \quad (24)$$

得到定子电压的 d, q 轴分量后,即可根据反帕克变换原则计算出调制后开关序列中的基波 a 相电压(三相对称恒幅值变换的条件下)为

$$u_a = u_\alpha = u_d^* \cos \theta_s - u_q^* \sin \theta_s \quad (25)$$

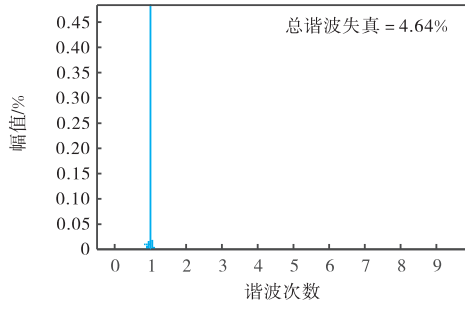
式中 θ_s 为同步旋转坐标系 d 轴与静止坐标系 α 轴之间的角度,再对 a 相电压进行傅里叶级数展开即可获得当前系统调制后开关序列中的基波电压矢量稳态幅值 u_{out} .

3.2 电流环稳定边界辨识方法

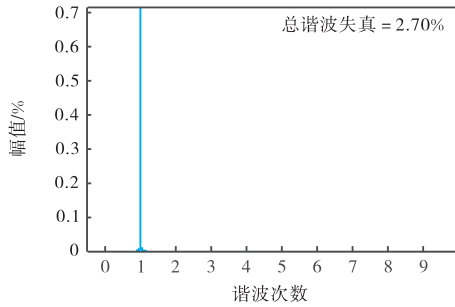
在建立调制系数估测模型后,需要进一步分析其对电流轨迹的影响,并辨识电流环的稳定边界. 当调制系数超过设定阈值时,逆变器输出电压进入过调制区域,电流响应偏离理想的线性轨迹,影响控制精度. 因此,本节基于调制系数的实时观测,分析不同励磁电流参考值下的电流轨迹演变规律,并通过仿真确定电流轨迹从线性向非线性过渡的临界励磁电流,为控制策略电流参考值选定提供依据.

不同励磁电流参考值下的稳态估测定子电压频谱特性如图 5 所示,以分析励磁电流对基波电压幅值和总谐波畸变的影响. 仿真结果表明,在额定速度全载的工况下,基波幅值随励磁电流增加而增大. 在 i_d^* 为 0.20 p.u.、0.30 p.u.、0.40 p.u. 时,由图 5 给出了基波幅值分别为 166.3 V、245.8 V 和 305.5 V 时,有对应的调制系数计算分别为 $m_1 = 166.3/343.8 = 0.484$ 、 $m_2 = 245.8/343.8 = 0.715$ 和 $m_3 = 305.5/343.8 = 0.889$, 但谐波特性随之变化. 当 $i_d^* = 0.30$ p.u. 时, THD 最低,仅为 2.70%. 然而,在 $i_d^* = 0.40$ p.u. 时,虽然基波幅值进一步增加,但 THD 急剧上升至 7.88%,说明此时系统进入非线性调制区域,导致电压波形畸变加剧,可能引发电流轨迹偏离. 因此,该仿真结果验证了励磁电流对定子电压稳态特性的影响,并表明过高的励磁电流会推高调制系数,使电流轨迹偏离线性假设,从而影响电流控制的稳定性.

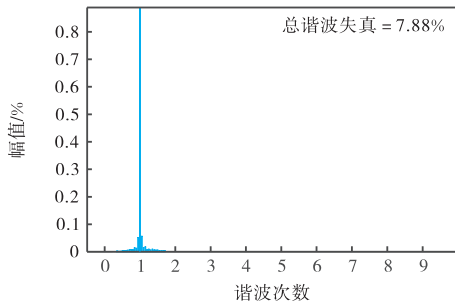
图 6 展示了不同励磁电流参考值 (i_d^* 为 0.20 p.u., 0.30 p.u., 0.40 p.u.) 下的定子电流矢量轨迹,其中纵轴为 q 轴电流 i_q , 横轴为 d 轴电流 i_d . 从图 6(a) 中可以看出,当 $i_d^* = 0.20$ p.u. 时,电流矢量轨迹具有较高的线



(a) $i_d^* = 0.20$ p.u.



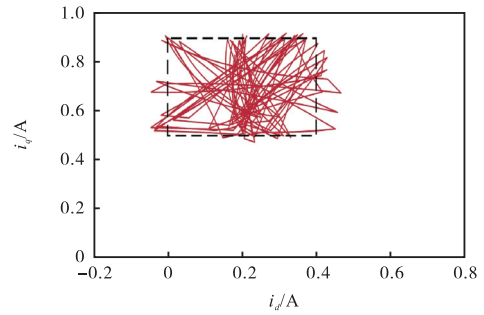
(b) $i_d^* = 0.30$ p.u.



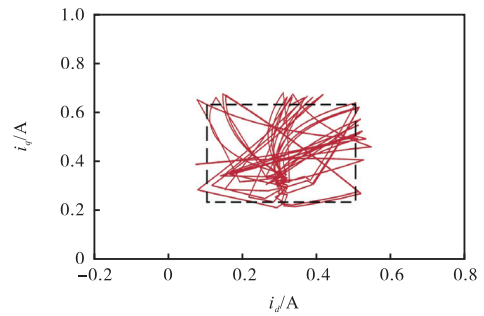
(c) $i_d^* = 0.40$ p.u.

图5 不同励磁电流下定子电压频谱

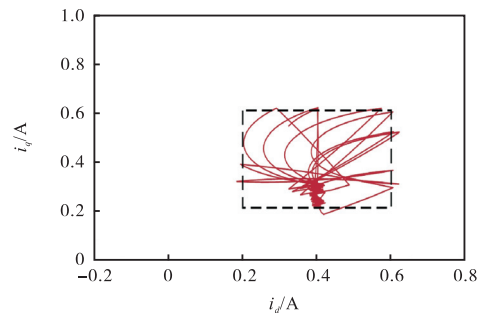
Fig.5 Stator voltage spectra under different excitation currents



(a) $i_d^* = 0.20$ p.u.



(b) $i_d^* = 0.30$ p.u.



(c) $i_d^* = 0.40$ p.u.

图6 不同励磁电流下的定子电流矢量轨迹

Fig.6 Stator current vector trajectories under different excitation currents

性度, 轨迹分布相对集中, 整体变化较为平滑, 表明此时系统仍处于线性调制区, 电流响应稳定, 调制系数未超出线性范围. 而在 $i_d^* = 0.30$ p.u. 时如图 6(b) 所示, 轨迹进一步收敛, 振荡范围缩小, 表明电流响应更加平稳, 但部分区域开始出现轻微的非线性迹象, 意味着调制系数逐渐接近稳定边界. 当励磁电流增加至 $i_d^* = 0.40$ p.u. 时如图 6(c) 所示, 电流矢量轨迹发生明显弯曲和紊乱, 分布不再集中, 出现大幅度摆动, 线性度显著下降, 这表明此时调制系数已经超出线性调制范围, 电流响应进入非线性调制区, 系统运行状态变得不稳定. 综合对比可见, 较低励磁电流参考值 $i_d^* = 0.20$ p.u. 时, 电流矢量轨迹保持较好的线性特性, 而较高励磁电流参考值 $i_d^* = 0.40$ p.u. 时, 电流轨迹出现严重畸变, 反映出调制非线性加剧. 这一结果表明, 存在一个临界励磁电流参考值, 当 i_d^* 超过该阈

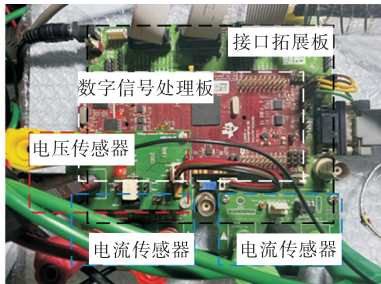
值后, 电流轨迹偏离线性区间, 影响系统稳定性和控制精度, 验证了调制系数对电流环稳定性的影响, 也同时得出一组可行的临界励磁电流参考值 $i_d^* = 0.30$ p.u..

根据上述分析, 预测控制电流环的稳定性主要取决于调制系数与预测模型精度. 当调制系数超过临界阈值时, 系统进入非线性调制区域, 导致电压指令与实际输出之间产生失配, 从而使电流轨迹偏离预测路径, 破坏控制器的稳定运行. 另一方面, 系统的鲁棒性表现为对建模误差、参数扰动及外部扰动的容忍能力, 在调制深度受控、保持线性响应的条件下, 预测控制器能够保持较强的鲁棒性, 实现稳定精确的电流跟踪. 由此可见, 维持调制系数在合理范围内是保障电流环稳定性和增强系统鲁棒性的关键.

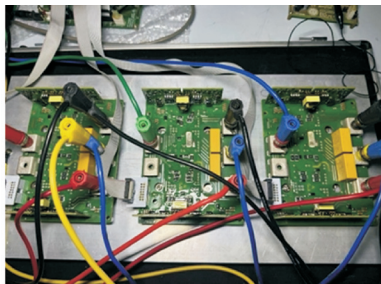
4 实验验证

4.1 实验平台

本文选用 3L-NPC 逆变器拓扑,功率器件选型为 SGM150TL6A9TFD,该 IGBT 模块及其配套适用于各种三电平应用场景,额定电流电压分别为 150 A 和 650 V;直流侧电容配置为 4 500 μ F,电容组中各电容选型为 HCGFA 1500MFD450V,直流侧耐压值为 900 V,满足实验所需的母线耐压值 540 V;直流电源为 KEYSIGHT N8957A,最大输出功率为 15 kW,最大输出电压与电流分别为 1 500 V 和 30 A;磁粉制动器型号为 KTC800A,该磁粉制动器在恒电流输出模式下单位电流输出稳态转矩为 12.7 N/A;如图 7 所示,采样控制系统包括基于 TMS320F28379D 的数字信号处理板,电流采样模块,电压采样模块以及用于实时变量显示的 SPI-DAC 通信模块.感应电机参数为:额定功率 P_R 为 2.2 kW;额定电压 U_R 为 Y380 V;额定电流 I_R 为 4.84 A;额定频率 f_{SR} 为 50 Hz;额定转速 n_R 为 1 440 r/min;定子电阻 r_s 为 2.7 Ω ;定子电感 l_s 为 0.266 H;转子电阻 r_r 为 2.2 Ω ;转子电感 l_r 为 0.270 H.



(a) 数字信号处理板及采样电路



(b) 三电平逆变器局部图

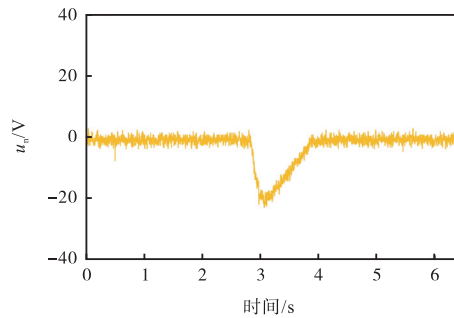
图 7 采样及控制系统

Fig.7 Sampling and control system

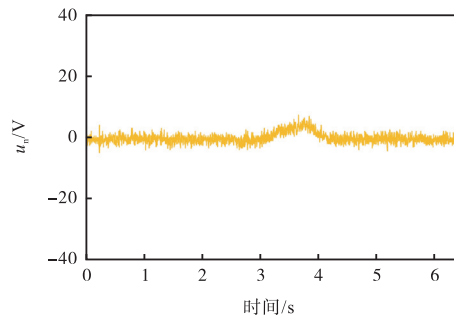
4.2 中点电压控制实验

为了验证所提策略对电机转速波动条件下中点电压漂移具有更好的抑制效果,在额定速度空载条件

下进行了实验研究.通过引入速度扰动即速度突然降低,由额定速度突降至 0.10 p.u.的速度基值,观察中点电压变化趋势及所提策略抑制波动的能力,并与传统方法进行对比.传统低开关频率预测控制中点电压漂移实验如图 8(a)在 $t=2.80$ s 时刻主动引入速度扰动后,中点电压迅速下跌,并在 3.10 s 处迅速达到最低值,出现较大的负向漂移且最大漂移量达 21.1 V,中点电压向参考值恢复较慢,扰动影响持续较长时间,约消耗 1.03 s 回到参考值,表明传统方法在速度变化时无法有效控制中点电压;所提预测控制策略中点电压漂移实验如图 8(b)所示,在 $t=3.00$ s 时刻主动引入速度扰动后,中点电压波动减小,但最大偏移仅为 6.4 V,经过 1.12 s,中点电压恢复至稳态,表明所提方法对中点电压的控制相比传统方法更加稳健.由上述实验结果对比分析传统方法在速度扰动下,中点电压出现较大漂移,且恢复时间较长,不利于系统稳定运行.所提策略在相同扰动条件下显著减小了中点电压的波动幅度,同时加快了恢复速度,提高了中点电压的动态稳定性.



(a) 传统低开关频率预测控制在速度扰动下的中点电压



(b) 所提预测控制方法在速度扰动下的中点电压

图 8 传统预测控制与所提策略实验对比

Fig.8 Experimental comparison between traditional predictive control and the proposed strategy

综上,实验结果表明,所提预测控制方法能够在全矢量轮询模式下有效抑制速度扰动引起的中点电压漂移,增强系统的抗速度扰动能力,优于传统低开关频率预测控制方法,中点电压漂移抑制效果较传统

方法提升 69.7%.

与此同时,记录了两组实验的稳态平均开关频率,图 9 展示了两组实验的稳态平均开关频率随时间的变化情况.其中,蓝色曲线代表传统低开关频率预测控制策略,而红色曲线代表本文所提改进控制策略.从曲线对比与平均值计算可以得出,在全矢量轮询模式下,传统低开关频率预测控制的平均开关频率达到了 499.36 Hz,而本文所提控制策略通过放大励磁电流边界,将平均开关频率控制在 444.88 Hz,较传统三电平低开关频率预测控制方法,进一步将开关频率降低 10.9%.

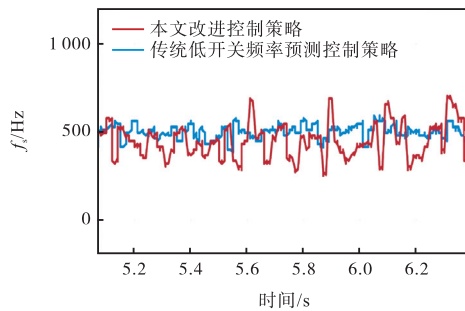


图 9 稳态平均开关频率实验对比

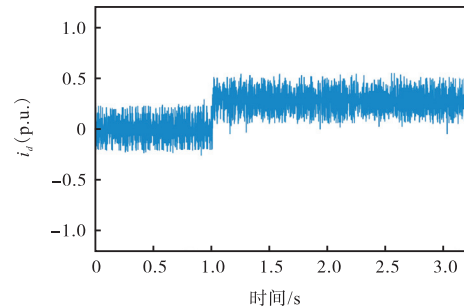
Fig.9 Experimental comparison of steady-state average switching frequency

4.3 电流环实验

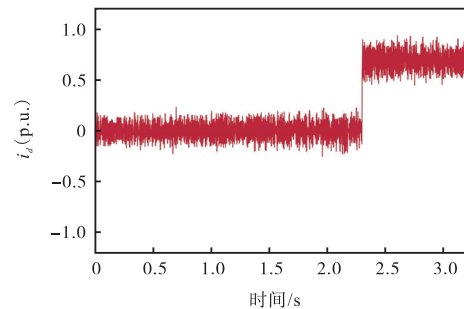
在本节的实验研究中,对三电平逆变器感应电机驱动电流环进行堵转测试,电流响应测试,通过评估基于事件触发的三电平低开关频率预测控制运行下的电流畸变、响应速度、转子磁链波动,以验证所提策略的电流环在低开关频率下具有良好的稳态特性和快速的电流响应,为后续的速度闭环负载测试奠定基础,电流基值为 6.788 A,磁链基值为 0.525 Wb,速度基值为 1440 r/min.

由于电机运行在电流开环模式(即恒转矩模式)下,电机速度在转矩电流阶跃时易出现高于额定值的情形,本实验利用磁粉制动器将电机运行在堵转模式下进行堵转电流测试.实验设置励磁电流参考值为 2.00 A(对应 0.30 p.u.的额定电流基值),转矩电流参考值为 4.75 A(对应 0.70 p.u.的额定电流基值),励磁电流畸变范围限制在 0.20 p.u.,励磁电流畸变范围限制在 0.15 p.u.,以分析电流和转子磁链的动态响应特性.如图 10(a)所示,在 1.00 s 时刻,励磁电流 i_d 从 0 p.u.阶跃上升至 0.30 p.u.,并在此后稳定在 0.30 p.u.附近,波动范围在 ± 0.20 p.u.之间.这一过程表明励磁电流 i_d 能够快速跟踪设定值,且稳态波动较小,控制效果良好;如图 10(b)在 2.30 s 时刻,转矩电流 i_q

从 0 p.u.阶跃至 0.70 p.u.,并在此后稳定在 0.70 p.u.,波动范围约 ± 0.15 p.u..该现象表明,在堵转情况下,转矩电流 i_q 能够按照阶跃指令迅速响应;结合图 10(a)与图 10(b),在 $t = 1.00$ s 时的励磁电流阶跃并没有对转矩电流造成影响,即转矩电流在 $t = 1.00$ s 时保持稳定的电流跟踪效果,在 $t = 2.30$ s 时的转矩电流阶跃并没有对励磁电流造成影响,即励磁电流在 $t = 2.30$ s 时保持稳定的电流跟踪效果,励磁电流与转矩电流之间实现充分解耦,保证了转子磁链定向条件.



(a) 在 1.00 s 时由 0 p.u.阶跃至 0.30 p.u.的励磁电流波形



(b) 在 2.30 s 时由 0 p.u.阶跃至 0.70 p.u.的转矩电流波形

图 10 电流开环测试中的 dq 轴电流实验结果

Fig.10 Experimental results of dq axis current in current open loop test

图 11(a)中的 α 轴电流 i_α 在 2.30 s 转矩电流阶跃后,最大振幅达 0.85 p.u.,保持在额定电流基值范围内.在 1.00 s 时刻励磁电流阶跃后,转子磁链 ψ_d 开始上升如图 11(b)所示,并在 1.35 s 时刻达到 1.00 p.u.,整个上升过程持续 0.35 s.实验结果验证了励磁电流的变化直接影响转子磁链的建立,和励磁电流 i_d 对 d 轴转子磁链 ψ_d 之间的一阶惯性环节的存在, d 轴转子磁链 ψ_d 能够在较短时间内达到稳态;在励磁电流与转矩电流变化过程中,转矩电流的变化不会影响转子磁链,交直流电流之间的充分解耦.

4.4 速度环实验

为了验证所提基于事件触发的三电平预测控制方法在速度闭环条件下具有良好的调速性能和快速的电流响应,本节设计并开展了 3 组实验,分别为额定速度阶跃实验、速度反转过零性能实验以及额定速

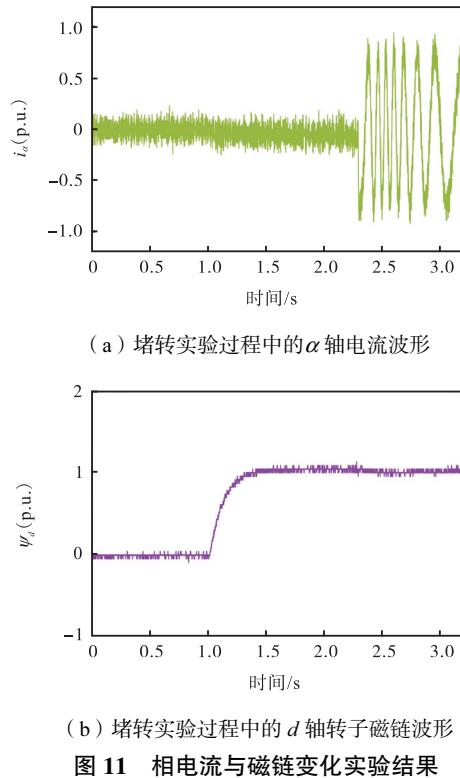


图 11 相电流与磁链变化实验结果

Fig.11 Experimental results of phase current and magnetic flux variation

度负载稳态性能实验. 这 3 组实验能够评估所提控制策略在动态响应、稳态精度以及抗负载扰动能力等方面的性能. 实验过程中, 逆变器直流母线电压设定为 540 V, 励磁电流参考值设定为 2.00 A (对应 0.30 p.u.的额定电流基值), 速度 PI 控制器输出限幅为 ± 4.75 A (对应转矩电流 ± 0.70 p.u.的额定电流基值), 为了更为详细展示速度变化的过程以及对应电流变化过程, 速度 PI 控制器参数设计为稳健的参数组合, 速度控制器的输入输出均为标么化后的物理量. 同时, 为了确保电流控制的精确性并兼顾低开关频率, 励磁电流畸变范围设定为 ± 0.20 p.u., 转矩电流畸变范围设定为 ± 0.15 p.u..

图 12 展示了额定速度阶跃性能实验结果, 包括电机转子速度、励磁电流和转矩电流的动态响应特性. 如图 12(a) 所示, 在 $t = 0.50$ s 左右处, 转子速度指令发生阶跃变化, 从 0 p.u.突然上升到 1.00 p.u.. 速度响应曲线快速跟踪参考值, 并在 0.91 s 内完成调节, 速度变化过程中无明显超调, 且稳态误差较小, 表明系统具有良好的速度动态响应性能. 由于励磁电流参考值 i_d^* 设定为 0.30 p.u., 在阶跃过程中基本维持在该设定值附近, 波动范围控制在 ± 0.20 p.u.以内. 如图 12(b) 所示励磁电流在阶跃过程中保持较为平稳, 没有出现剧烈波动或超调, 体现了较好的稳态控制性能. 转矩电流在速度阶跃变化发生时迅速响应如图

12(c) 所示, 初始峰值为 0.70 p.u., 稳定在输出限幅上限约 0.13 s, 用于提供转矩以加速电机, 之后迅速衰减并趋于稳态, 最终稳态值约为 0.075 p.u., 以克服动摩擦转矩. 转矩电流在稳态时的波动范围控制在 ± 0.15 p.u.以内, 表明所提出的控制方法在确保动态响应的同时, 也具备良好的稳态性能.

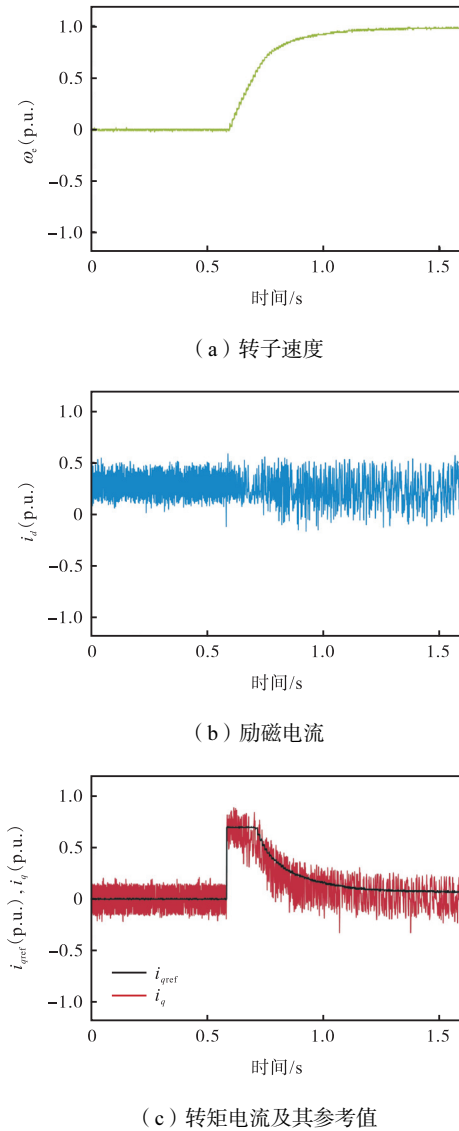
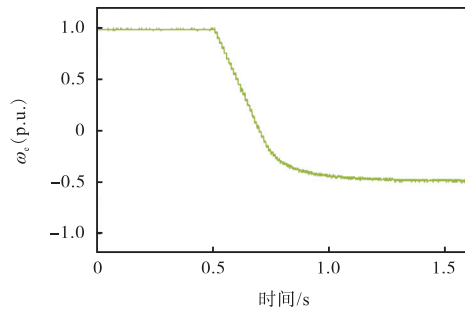


图 12 额定速度阶跃性能实验结果

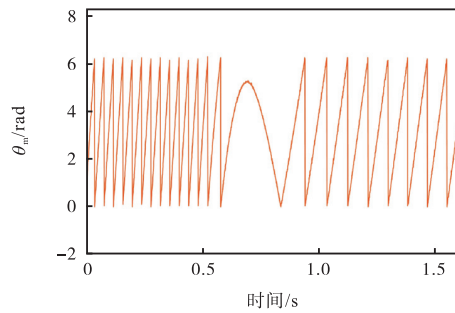
Fig.12 Experimental results of rated speed step performance

图 13 展示了速度反转过零性能实验的结果, 重点分析了电机在速度方向反转过程中转子速度、机械角度以及转矩电流的动态响应特性. 由图 13(a) 所示, 在 $t = 0.50$ s 处, 速度指令发生突变, 从 1.00 p.u.更改至 -0.50 p.u., 实际转子速度开始由 1.00 p.u.快速下降, 即电机发生反转. 速度响应曲线快速跟踪目标值, 整个反转过程在 0.81 s 内完成, 表明所提控制方法具有较快的动态响应能力. 速度曲线平稳变化, 在

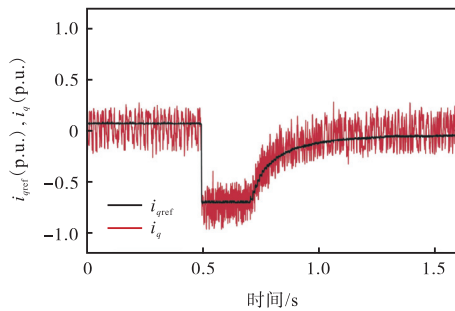
经过速度 $\omega_e = 0$ p.u. 区域时, 无明显振荡, 说明控制策略在速度过零过程中的稳定性较好. 转子机械角度 θ_m 反映了转子的旋转位置 (以 α 轴为参考轴, 即当转子零位同 α 轴对齐时, $\theta_m = 0$ rad), 如图 13 (b) 椭圆虚线标识波形所示, 机械角度在速度过零时发生平滑的变化, 并逐步进入反向旋转状态. θ_m 变化过程中未出现明显突变, 表明控制策略能够确保电机在速度过零过程中平稳运行. 在速度反转发生时, 转矩电流 i_q 迅速增加如图 13 (c) 所示, 以提供足够的转矩来实现减速和反转, 最大值为电流输出下限幅 0.700 p.u.. 整个过程在 0.21 s 内完成输出饱和调整, 随后逐渐进入稳态运行, 最终稳定在 -0.075 p.u., 以克服动摩擦转矩. 在整个速度反转过程中, 实际转矩电流畸变范围基本控制在 ± 0.150 p.u. 以内. 该实验结果验证了所提控制策略在速度过零过程中能够保持良好的平稳性,



(a) 转子速度



(b) 机械角度

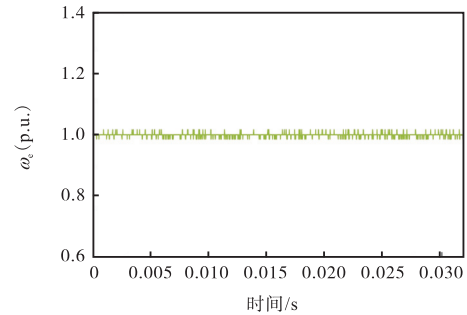


(c) 转矩电流及其参考值

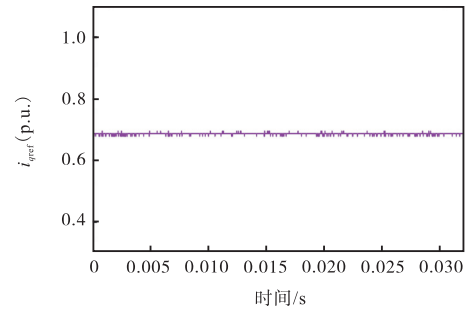
图 13 速度反转过零性能实验结果
Fig.13 Experimental results of speed reversal zero-crossing performance

确保电机稳定可靠运行.

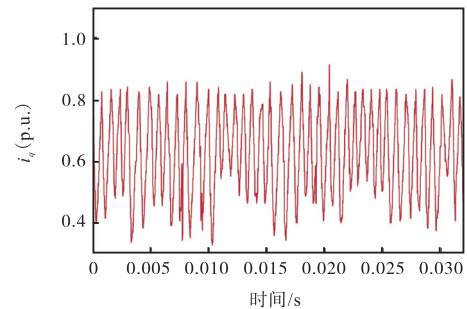
图 14 展示了在额定速度下带负载条件下的稳态控制性能. 实验条件为电机运行在额定速度, 并利用磁粉制动器施加 $6.0 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载转矩, 分析转子速度 ω_e 、 q 轴电流参考值 i_{qref} 、励磁电流 i_d 以及转矩电流 i_q 的稳态特性. 如图 14 (a) 所示, 转子速度在 $0 \sim$



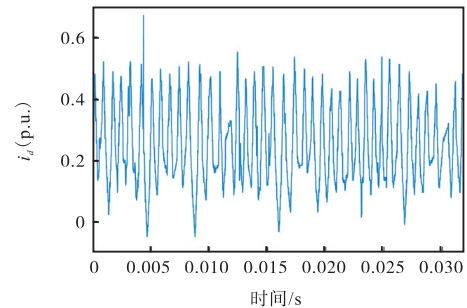
(a) 转子速度



(b) q 轴电流参考值



(c) 转矩电流



(d) 励磁电流

图 14 额定速度负载稳态性能实验结果
Fig.14 Experimental results of steady-state performance of rated speed load

0.03 s 内稳定在 1.00 p.u., 表明在负载施加条件下, 控制器能够精准跟踪额定速度, 无明显超调或振荡。速度曲线平稳, 波动极小; 如图 14(b) 所示, q 轴电流参考值在稳态下稳定在 0.69 p.u., 提供电磁转矩以维持额定速度, 无明显波动, 表明电流控制精确, 速度控制器输出稳定; 如图 14(d) 所示励磁电流参考值 i_d^* 设定为 0.30 p.u., 实际励磁电流在 ± 0.20 p.u. 误差范围内波动, 在设定的电流畸变范围内, 电机磁链保持恒定; 转矩电流在负载作用下波动范围约为 ± 0.15 p.u. 如图 14(c) 所示, 在设定电流畸变范围内。

5 结 语

本文围绕三电平中点箝位型逆变器驱动感应电机系统, 在低开频率约束下提出并验证了一种基于事件触发的预测电流控制方法, 提升了电流响应性能、中点电压稳定性。

首先, 通过构建感应电机复矢量模型及分析三电平逆变器电压矢量特性, 建立了完整的事件触发预测控制框架, 涵盖最优矢量切换、电流轨迹预测、同步角与反电动势估测、中点电压预测优化等关键模块; 其次, 为确定电流环稳定边界条件, 进一步通过调制系数观测方法, 辨识电流环的稳定运行边界, 确定临界励磁电流参考值, 为控制器设计和实验研究提供电流参考值边界; 再次, 通过实验验证所提策略可在速度反转、负载扰动等动态条件下实现快速电流控制, 电流轨迹在整个过程中均维持在给定畸变限值内, 且所提方法可将最大中点电压漂移限制在 6.4 V 以内, 抑制效果较传统方法提升 69.7%; 最后, 平均开关频率降低至 444.88 Hz, 较传统方法下降 10.9%, 进一步减少开关损耗。

综上, 本文所提基于事件触发的三电平预测电流控制方法在保持高动态响应与稳态精度的同时, 有效抑制了中点电压漂移并降低了系统平均开关频率。

参考文献:

- [1] 许重斌, 暴 杰, 姜明慧. 汽车电驱动用高速永磁同步电机设计技术综述[J]. 汽车文摘, 2023(1): 10-15.
Xu Zhongbin, Bao Jie, Jiang Minghui. Overview on design technologies of high speed permanent magnet synchronous motor for automobile electric drive[J]. Automotive Digest, 2023(1): 10-15 (in Chinese).
- [2] 张树鑫, 黄苏丹, 曹广忠, 等. 轨道交通用直线电动机的电磁力特性分析[J]. 微特电机, 2021, 49(12): 23-28, 34.
Zhang Shuxin, Huang Sudan, Cao Guangzhong, et al. Analysis of electromagnetic force characteristics of linear motors for rail transit[J]. Small & Special Electrical Machines, 2021, 49(12): 23-28, 34 (in Chinese).
- [3] 徐 栋, 王 英. 大功率两电平电压源逆变器脉宽调制策略的研究[J]. 电器与能效管理技术, 2021(8): 64-69.
Xue Dong, Wang Ying. Research on pulse width modulation strategy of high power two-level voltage source inverter[J]. Electrical & Energy Management Technology, 2021(8): 64-69 (in Chinese).
- [4] Jayakumar V, Chokkalingam B, Munda J L. A comprehensive review on space vector modulation techniques for neutral point clamped multi-level inverters[J]. IEEE Access, 2021(9): 112104-112144.
- [5] Altin N, Sefa I, Komurcugil H, et al. A modified Lyapunov-function based control scheme for three-phase three-level two-leg grid-tied NPC inverter[C]// 2019 7th International Istanbul Smart Grids and Cities Congress and Fair (ICSG). Istanbul, Turkey, 2019: 218-222.
- [6] Wang H, Xue Y P, Chen C B, et al. Neutral-point balance control strategy of three-level NPC inverter based on proportional resonant algorithm[C]// 2021 40th Chinese Control Conference (CCC). Shanghai, China, 2021: 4653-4658.
- [7] 何湘宁, 吴岩松, 杨兵建, 等. 大功率三电平逆变器的开关模态转换状态的实时监测[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(30): 54-60, 10.
He Xiangning, Wu Yansong, Yang Bingjian, et al. Real-time state monitoring during switching mode transitions in high power three-level inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(30): 54-60, 10 (in Chinese).
- [8] 黄德猛, 周扬忠, 屈艾文, 等. 具有中点电压平衡与零序电流抑制的 T 型三电平逆变器供电六相 PMSM-DTC[J]. 电工技术学报, 2024, 39(20): 6371-6385.
Huang Demeng, Zhou Yangzhong, Qu Aiwen, et al. Six-phase PMSM-DTC control with midpoint voltage balance and zero-sequence current suppression powered by T-type three-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(20): 6371-6385 (in Chinese).
- [9] 周国华, 许建平. 开关变换器调制与控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 815-831.
Zhou Guohua, Xu Jianping. A review of modulation and control techniques for switching converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6): 815-831 (in Chinese).

- nese).
- [10] Huang J Q, Sui Yi, Zhou Z Y, et al. Improved SVPWM strategy and its hybrid technique to reduce PWM sideband harmonics[C]//2024 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). Xi'an, China, 2024: 351-355.
- [11] Zhang T S, Du C S, Qin C W, et al. Neutral-point voltage balancing control for three-level T-type inverter using SHEPWM[C]//2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). Hefei, China, 2016: 1116-1122.
- [12] 安昱明, 李廷枫, 李强, 等. 正弦波脉宽调制技术在三相逆变器中的研究[J]. 电子技术, 2017, 46(5): 1-4.
An Yuming, Li Tingfeng, Li Qiang, et al. Research on sine wave pulse width modulation technology in three-phase inverter[J]. *Electronic Technology*, 2017, 46(5): 1-4 (in Chinese).
- [13] 刘春喜, 郑文帅, 乔宇, 等. 三相并网逆变器事件触发有限集模型预测控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(2): 137-143.
Liu Chunxi, Zheng Wenshuai, Qiao Yu, et al. Event-triggered finite control set model predictive control for three phase grid-connected inverter[J]. *Proceedings of the CSU-EPSA*, 2022, 34(2): 137-143 (in Chinese).
- [14] Wang K, Yang X L, Chen S Q, et al. FCS-MPC based dual-module ANN controller for three-level converter [C]//2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023-ECCE Asia). Jeju Island, Republic of Korea, 2023: 1861-1866.
- [15] Qi X, Deng Y, Holtz J, et al. Low switching frequency predictive current control with dynamic model compensation for a 3-L inverter fed AC machine[J]. *Electrical Engineering*, 2024(106): 815-824.
- [16] Pou J, Pindado R, Boroyevich D, et al. Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(6): 1582-1588.
- [17] Li Q, Chen J N, Jiang D, et al. Periodic variation in the effect of switching frequency on the harmonics of power electronic converters[J]. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2020, 6(3): 35-45.
- [18] Lin X, Burgos R, Dong D, et al. Improved variable switching frequency control for capacitor voltage ripple regulation in multilevel flying capacitor converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(5): 5700-5705.
- [19] 庞松涵, 刘剑, 吴奎奎, 等. 低载波比下三电平中点电位平衡与谐波抑制策略[J]. 现代电子技术, 2025, 48(8): 84-92.
Pang Songhan, Liu Jian, Wu Kuikui, et al. Tri-level midpoint potential balance and harmonic suppression strategy under low carrier ratio[J]. *Modern Electronics Technique*, 2025, 48(8): 84-92 (in Chinese).
- [20] Carrillo-Ríos J, González-Prieto I, González-Prieto Á, et al. Long-prediction horizon FCS-MPC for multi-phase electric drives with a selective control action promotion[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(9): 9982-9993.
- [21] Li X Y, Tian W, Gao X N, et al. A generalized observer-based robust predictive current control strategy for PMSM drive system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(2): 1322-1332.
- [22] Zhang Y, Liu H P. A multi-sequence variable switching frequency modulation strategy for reducing current ripple and switching losses in induction motors[C]//2021 IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC). Nanjing, China, 2021: 3376-3381.
- [23] Qi X, Wang C Y, Che C, et al. Predictive torque control of induction motor based on circular boundary restriction strategy for low switching frequency application[C]//2023 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE). Wuhan, China, 2023: 1-6.
- [24] Song Y Q, Xu X L, Yuan F, et al. Research on control strategy of three-level PV grid-connected inverter based on FCS-MPC[C]//2023 4th International Conference on Advanced Electrical and Energy Systems (AEES). Shanghai, China, 2023: 39-44.

(责任编辑: 孙立华)