

基于成本函数的反馈型磁通减弱的感应电机有限集模型预测控制

刘守行 魏东

辽宁科技大学, 辽宁鞍山, 114051;

摘要: 针对感应电机弱磁区电压受限与参数敏感问题, 提出基于成本函数的反馈型磁通减弱有限集 MPC。构造仅与定子磁链增量相关的成本函数, 免权重整定。将逆变器电压约束等效为空间磁链增量六边形边界, 以最优成本表征电压裕度, 用 PI 弱磁调节器补偿参考定子磁链来实现闭环弱磁控制。仿真验证其动态与鲁棒性优于对比方法。

关键词: 感应电机; 有限集模型预测控制; 成本函数; 弱磁控制

DOI: 10.69979/3041-0673.26.04.020

引言

感应电机 (Induction motor, IM) 具有成本低, 运行稳定以及弱磁扩速范围大等优点^[1]。在高速场合, 对电机的控制策略提出更高要求。在基于转子磁链定向的矢量控制框架下, 传统弱磁策略一般由稳态等效电路推导励磁电流指令^[2-3]。该类方法实现简单, 但依赖电机参数。为提高弱磁性能, 已有文献通过电压裕度估算等途径改进弱磁控制^[4], 但多仍依赖模型计算, 对参数不确定性较敏感。

有限集模型预测控制(FS-MPC)结构直观且易于处理约束, 在电机驱动中得到广泛研究^[5]。然而, 传统 FS-MPC 常采用多目标, 有权重问题; 同时, 成本函数中蕴含的电压裕度信息未被充分利用。

为此, 本文基于成本函数构建反馈型磁通减弱策略。同时仿真结果表明, 所提方法在加速性能、电流纹波和参数鲁棒性方面均优于传统弱磁策略。

全文结构如下: 第 1 节给出感应电机数学模型及传统弱磁策略; 第 2 节介绍基于磁链增量的有限集模型预测控制; 第 3 节提出基于成本函数的反馈型弱磁策略; 第 4 节通过仿真验证所提方法; 第 5 节给出结论。

1 感应电机数学模型与传统弱磁策略

1.1 感应电机数学模型

同步旋转坐标系下的定子电压方程可表示为:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s s i_{sd} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m s \lambda_r}{L_r} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s s i_{sq} - \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m \omega_e \lambda_r}{L_r} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_{sd,q}$ 为同步旋转坐标系中的 d,q 轴定子电压分量; $i_{sd,q}$ 为 d,q 轴定子电流分量; ω_e 为同步频率; R_s 为定子电阻; L_s , L_r , 和 L_m 分别为定子电感, 转子电感, 与互感; λ_s 为同步参考系中的转子磁链; s 为微分算子; σ 为漏感因子, $\sigma=1-L_m/(L_s L_r)$ 。

感应电机的定子磁链方程如下:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \frac{\sigma}{L_s} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m \psi_r}{L_r} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $i_{rd,q}$ 为 d,q 轴转子电流分量; $\psi_{sd,q}$ 为 d,q 轴定子磁链; ψ_r 为转子磁链;

电磁转矩表达式为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (3)$$

式中: T_e 为电磁转矩; n_p 为电机的极对数。

(1) 的离散时间模型可以预测 k+1 时刻的定子磁链如下:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd}(k+1) \\ \psi_{sq}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \omega_e T_s \\ -\omega_e T_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd}(k) \\ \psi_{sq}(k) \end{bmatrix} - R_s T_s \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} u_{sd}(k) \\ u_{sq}(k) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中： $\Psi_{sd,q}(k+1)$ 为k+1时刻dq轴定子磁链。

1.2 传统弱磁控制策略

在(1)中由于弱磁区频率较高，其中的定子电阻电压项的占比很小，可忽略。因此可简化为：

$$\begin{cases} u_{sd} = -\omega_e \sigma L_s i_{sq} \\ u_{sq} = \omega_e L_s i_{sd} \end{cases} \quad (5)$$

感应电机存在最大电压约束为：

$$u_{sd}^2 + u_{sq}^2 = u_{s \max}^2 \quad (6)$$

其中 $u_{s \max}$ 为最大电压限制。

在非最大转矩工况，励磁电流可通过将(5)代入(6)求取d轴电流随转速和励磁电流的变化公式：

$$i_{sd} = f(\omega_e, i_{sq}) = \frac{\sqrt{u_{s \max}^2 - (\omega_e \sigma L_s i_{sq})^2}}{\omega_e L_s} \quad (7)$$

本文将根据(7)分析传统基于电机模型的弱磁控制策略的鲁棒性问题。由式(7)可得电感变化下励磁电流，并由式(5)(6)推得dq电压及期望电压幅值偏差，分析后可知，基于电机模型的弱磁策略对参数变化较为敏感，鲁棒性较差。

2 基于磁链增量的有限集模型预测控制

2.1 定子磁链预测模型

公式(4)中的预测模型进行一步延时补偿，得到 $\psi_s(k+2)$ 为：

$$\psi_s(k+2) = \psi_0(k) + \Delta\psi_s(k+1) \quad (8)$$

其中 ψ_0 为初始磁链； $\Delta\psi_s(k)$ 为本周期逆变器所产生的定子磁链增量。

初始磁链 $\psi_0(k)$ 定义如下：

$$\begin{bmatrix} \psi_{0d}(k) \\ \psi_{0q}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \omega_e T_s \\ -\omega_e T_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd}(k) \\ \psi_{sq}(k) \end{bmatrix} - R_s T_s \begin{bmatrix} i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k) \end{bmatrix} \quad (9)$$

磁链增量 $\Delta\psi_s(k)$ 表示逆变器在第k时刻产生的磁链增量，若假定在一个采样周期内定子电压恒定，则：

$$\Delta\psi_s(k) = T_s \begin{bmatrix} u_{sd}(k) \\ u_{sq}(k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中 $u_{sd,q}(k)$ 是k时刻的d,q轴的定子电压。

2.2 成本函数的构建

MPFC中的成本函数通常定义为定子磁通的跟踪误差，其可以表示为：

$$E = |\psi_s^{ref} - \psi_s^{k+2}|^2 \quad (11)$$

定义参考磁链增量为：

$$\Delta\psi_s^{ref} = \psi_s^{ref} - \psi_0(k) \quad (12)$$

同时k+2时刻的磁链预测值可写成：

$$\psi_s(k+2) = \psi_0 + \Delta\psi_{sn} \quad (13)$$

因此，可构造如下仅与磁链增量相关的成本函数：

$$E_n = |\psi_s^{ref} - \psi_0 - \Delta\psi_{sn}|^2 = |\Delta\psi_s^{ref} - \Delta\psi_{sn}|^2 \quad (14)$$

由于成本函数仅含物理量纲一致的磁链增量，避免了权重整理。

2.3 有限控制集磁链预测控制

对于三相两电平电压源逆变器，开关状态可以共8种组合 $S_n(n=0,1,\dots,7)$ 。每种开关状态对应一个定子电压矢量 u_{sn} ，也就对应一个基本磁链增量矢量：

$$\Delta\psi_{sn} = u_{sn} \cdot T_s \quad (15)$$

如图1所示，在 $\alpha\beta$ 平面中，各基本磁链增量矢量 $\Delta\psi_{sn}$ 构成六个非零矢量和两个零矢量。当参考增量在六边形内，遍历8个 $\Delta\psi_{sn}$ 矢量计算成本函数，取最小值对应的开关矢量。

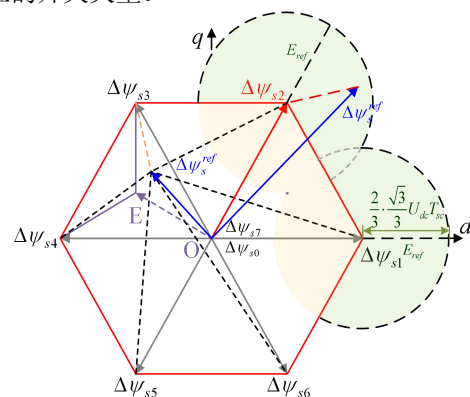


图1 空间矢量平面中的基本矢量

Fig.1 Basic flux vectors in the space flux plane.

若 $\Delta\psi_{refs}$ 处在六边形内部,可以证明代价函数的最优值 E_{opt} 有上界:

$$E_{opt} = |\psi_s^{ref} - \psi_s^{k+2}|^2 \leq |OE|^2 = \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{3} U_{dc}\right)^2 \quad (16)$$

3 基于成本函数反馈的弱磁策略

针对弱磁区电压、电流约束,等效为定子磁链矢量限制;本文基于代价函数设计PI弱磁补偿参考磁链,实现运行范围扩展。

随转速升高,参考磁链增量将越出图1所示的可行边界,其示意图如图2。由公式(16)的推导可知,在裕度充足、单矢量MPC下磁链增量跟踪误差上界被限制在 $2 \times 30.5U_{dc}T_s/9$ 之内。

基于上述机理,本文构建以磁链增量矢量为核心的闭环弱磁控制方案:当参考磁链增量矢量落在图1阴影区域之外时,对应的磁链增量误差将必然超过 $2 \times 30.5U_{dc}T_s/9$ 。因此,将 $2 \times 30.5U_{dc}T_s/9$ 选为弱磁控制的

基准值,以实际磁链增量误差为反馈量构造弱磁闭环调节器,基于成本函数的FW控制模块的框图如图2所示。通过产生弱磁分量用于补偿参考定子磁链矢量,从而使定子磁链矢量的运行轨迹保持在限制范围内。

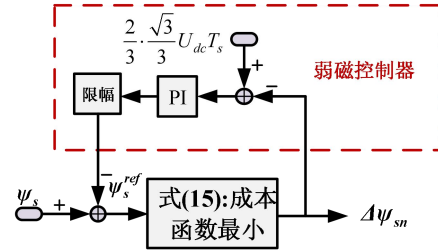


图2 基于成本函数的弱磁控制模块图

Fig.2 Diagram of the cost function-based FW control module.

4 实验验证

在基于Matlab\Simulink对本文提出的算法进行仿真实验测试^[6]。感应电机的额定转速为1500r/min。实验结果如图3和图4所示。

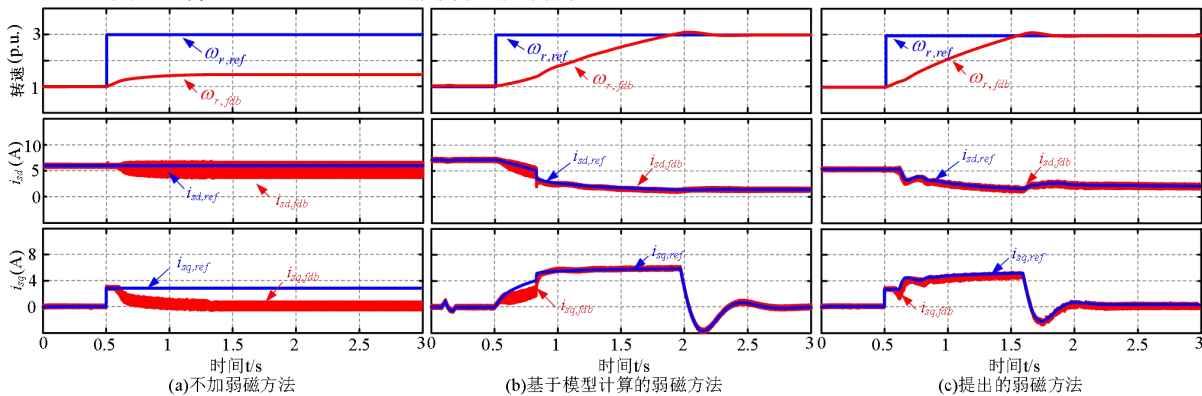


图3 加速过程对比

Fig.3 Acceleration process comparison.

如图3所示,0.5s时转速指令由基速1p.u.阶跃至3p.u.。未弱磁时受直流母线电压限制,0.5s后转速仅能维持在约1.46p.u.,难以跟踪3p.u.指令。采用基于模型的弱磁方法可实现超速运行,但加速时间为1.746s;本文方法加速时间为1.327s,缩短23.99%。同时,基于模型的方法在弱磁区dq轴电流存在较大偏差与纹波,转速仍有跟踪误差;本文方法dq轴电流与参考基本重合,纹波显著减小,转速响应更快且无明显超调,体现出更优的动态与稳态性能。

图4展示了2p.u.恒速下定子电感 L_s 突变时的鲁棒性:0.5s将 L_s 变为 $1.5L_s$,1.5s变为 $0.5L_s$,2.5s恢复 L_s 。本文方法在三次电感阶跃过程中电流、转速及电压均无明显波动,表明其弱磁调节不显式依赖 L_s 等参数,

具有较好的参数鲁棒性。

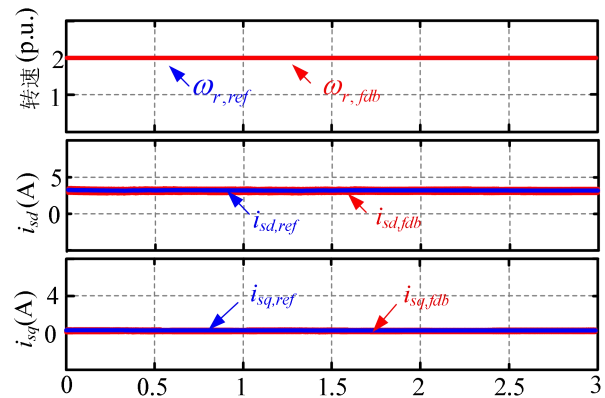


图4 鲁棒性能

Fig.4 Robust performance.

5 结论

本文针对感应电机弱磁运行中电压受限和参数敏感等问题,提出了一种基于成本函数的反馈型磁通减弱有限集模型预测控制策略,分析表明,构建仅与定子磁链增量相关的成本函数,将逆变器电压约束等效为磁链增量六边形边界,利用成本函数最优值表征磁链增量误差,设计PI型弱磁调节器对参考定子磁链矢量进行在线补偿。在弱磁调节过程中不显式使用定子电感等参数,对参数不匹配具有较好的鲁棒性。仿真结果表明,相比未弱磁和传统基于模型的弱磁方法,所提策略在从基速加速至超速运行时加速时间更短、电流纹波更小,验证了该方法的有效性。

参考文献

[1] 韩硕,张勇军,肖雄,等.面向异步电机模型预测直接转矩控制的自适应谐波消除方法[J/OL]. 电工技术学报,2024:1-13.
[2] B. Çavuş and M. Aktaş, "A New Adaptive Terminal Sliding Mode Speed Control in Flux Weakening Region for DTC Controlled Induction Motor

Drive," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 39, no. 1, pp. 449-458, Jan. 2024, doi: 10.1109

[3] P. -Y. Lin and Y. -S. Lai, "Novel Voltage Trajectory Control for Field-Weakening Operation of Induction Motor Drives," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 1, pp. 122-127, Jan.-Feb. 2011

[4] 章回炫,范涛,宁圃奇,等.车用永磁同步电机高性能弱磁控制策略[J].电源学报,2024,22(02):378-385.

[5] Devanshu, Ambrish, Madhusudan Singh, Narendra Kumar. An improved nonlinear flux observer based sensorless FOC IM drive with adaptive predictive current control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 652-666.

[6] 杨敏. Matlab 软件在课程教学实践中的应用[J]. 电子技术,2024,53(12):256-257.

作者简介:刘守行(1999.02.28-),男,满族,辽宁省本溪满族自治县,大学本科,研究方向:电机控制。