

感应电机无权重系数模型预测转矩控制

张瑞林, 卢子广, 甘霖, 李嘉鑫

(广西大学 电气工程学院, 广西 南宁 530004)

摘要: 繁琐的加权因子调整限制了传统的模型预测转矩控制在实际中的广泛应用。为了解决这一问题, 提出了一种无权重系数的模型预测转矩控制策略。该策略引入了一个新的镜像转矩变量控制感应电机的磁链, 利用电磁转矩和镜像转矩构造了新的价值函数。新的控制策略使用这2个量纲相同的控制变量, 替代了传统模型预测转矩控制中的转矩和磁链变量, 消除了价值函数中的加权因子, 提高了控制方法的效率。仿真和实验结果表明, 所提方法在保持传统模型预测转矩控制快速动态性能和优良稳态性能的同时, 提出的算法消除了加权因子, 降低了平均开关频率。因此, 该方法有效并且更具实用性。

关键词: 感应电机; 模型预测转矩控制; 价值函数; 加权因子

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20014

Model Predictive Torque Control of Induction Motor Without Weighting Factor

ZHANG Ruilin, LU Ziguang, GAN Lin, LI Jiabin

(School of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, Guangxi, China)

Abstract: Tedious adjustment of the weighting factor restricts the wide application of conventional model predictive torque control (MPTC) for induction motors (IMs) in practice. To solve this problem, a MPTC strategy without weighting factor was proposed. A ghost torque variable was introduced to control the flux of IM, ghost torque and electromagnetic torque were used to construct a new cost function. A pair of variables with the same dimensions was used instead of the torque and flux amplitude in conventional MPTC, to eliminate the weighting factor of the cost function, and improve efficiency. Simulation and experimental results show that the new approach can maintain excellent dynamic and steady-state performance similarly to conventional MPTC. At the same time, the proposed approach can avoid the weighting factor, and reduce switching frequency. Hence, the proposed method is expected to be more practical.

Key words: induction motor (IM); model predictive torque control (MPTC); cost function; weighting factor

模型预测控制(model predictive control, MPC)起源于工业过程控制, 在处理非线性系统的复杂约束优化问题上显现了巨大优势。MPC策略具有灵活性强、概念简单、易于包含非线性和约束等优点, 在研究领域受到广泛关注^[1]。近年来, MPC已应用于电机控制领域^[2]。一些学者将模型预测控制方法结合直接转矩控制(direct torque control, DTC)方法, 取得了显著效果。

在传统的模型预测转矩控制(model predictive torque control, MPTC)中, 价值函数通常由转矩误差和磁链幅值误差组成, 两者在量纲上存在差异, 从而导致了繁琐的加权因子设计和不理想

的控制效果。并且, 由于缺乏理论设计程序, 加权因子的调整并不容易。文献[3]提出了一种通过减小转矩脉动在线优化加权因子的方法。这种方法可行, 但计算非常复杂。在文献[4]中, 通过计算所有电压矢量的转矩和磁链的价值函数, 然后对2个价值函数进行排序, 选择最优电压矢量。虽然该方法不需要加权因子, 但它需要在线排序, 算法复杂。文献[5]采用三矢量方法消除加权因子, 但该方法实现比较复杂, 并且矢量作用时间的计算很繁琐。最近, 为了避免加权因子的影响, 文献[6]提出了一种模型预测磁链控制方案。然而, 该方法需要除法计算环节, 不易处理。

基金项目: 广西自然科学基金资助项目(2018GXNSFDA138008)

作者简介: 张瑞林(1994—), 男, 硕士, Email: ZhangRL@126.com

为了解决传统MPTC价值函数中权重系数不易调节的问题,本文基于感应电机的数学模型研究了磁链和转矩的动态特性,选取新的控制量来消除加权因子。研究发现电机系统中,电磁转矩 T 可以表征电磁转矩动力学特性和镜像转矩 R 可以表征磁链幅值动力学特性的特征,使用 T 和 R 作为新的参考量。然后定义由电磁转矩和镜像转矩跟踪误差组成的价值函数,以此选出最佳电压矢量。新的价值函数中2个参考变量的量纲一致,价值函数中自然省去了加权因子。

针对传统MPTC加权因子调整繁琐问题,本文提出的无加权因子MPTC方案在保证良好控制效果的同时,省去加权因子,方案更具实用性。除此之外,提出的方案降低了平均开关频率,控制方案更具高效性。

1 传统模型预测转矩控制策略

感应电机的数学模型在静止坐标系中可以表示如下:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} \quad (1)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} - j\omega \boldsymbol{\Psi}_r \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_r = L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \quad (4)$$

$$T = \frac{3}{2} p \lambda L_m \{ \boldsymbol{\Psi}_r \otimes \boldsymbol{\Psi}_s \} \quad (5)$$

其中 $\lambda = 1/(L_s L_r - L_m^2)$

式中: \mathbf{u}_s 和 \mathbf{i}_s 分别为定子电压和电流矢量; $\boldsymbol{\Psi}_s$ 和 $\boldsymbol{\Psi}_r$ 分别为定子和转子磁链矢量; L_s, L_r 和 L_m 分别为定子电感, 转子电感和互感; R_s 和 R_r 分别为定子电阻和转子电阻; ω 为电角速度; T 为电磁转矩; p 为极对数; \otimes 为外积运算符; λ 为定义比例系数。

根据上述的感应电机数学模型, 定子电流可以推导如下:

$$\mathbf{i}_s = -\frac{1}{R_\sigma} \left\{ \left[L_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} - k_r \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \boldsymbol{\Psi}_r \right] - \mathbf{u}_s \right\} \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} R_\sigma &= R_s + k_r^2 R_r \\ L_\sigma &= \sigma L_s \\ \sigma &= 1 - L_m^2 / L_s L_r \\ k_r &= L_m / L_r \end{aligned}$$

利用欧拉公式对式(1)和式(6)离散化, 可以预测 $k+1$ 时刻的定子磁链和定子电流:

$$\boldsymbol{\Psi}_s(k+1) = \boldsymbol{\Psi}_s(k) + T_s \mathbf{u}_s(k) - R_s T_s \mathbf{i}_s(k) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s(k+1) &= \left(1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma}\right) \mathbf{i}_s(k) + \\ &\frac{T_s}{\tau_\sigma} \frac{1}{R_\sigma} \left\{ \left[\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\omega(k) \right] \boldsymbol{\Psi}_r(k) + \mathbf{u}_s(k) \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\tau_\sigma = L_\sigma / R_\sigma$, $\tau_r = L_r / R_r$

式中: T_s 为采样时间; $\mathbf{u}_s(k)$ 为施加的电压矢量。

利用 $k+1$ 时刻的定子磁链和定子电流, $k+1$ 时刻的转子磁链可以计算出:

$$\boldsymbol{\Psi}_r(k+1) = \frac{L_r}{L_m} \boldsymbol{\Psi}_s(k+1) + \mathbf{i}_s(k+1) \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) \quad (9)$$

$k+1$ 时刻的电磁转矩可以计算为

$$T(k+1) = \frac{3}{2} p \lambda L_m \left[\boldsymbol{\Psi}_r(k+1) \otimes \boldsymbol{\Psi}_s(k+1) \right] \quad (10)$$

传统MPTC方法中, 利用预定义的价值函数选出下一时刻所需的最优电压矢量。价值函数由转矩和磁链幅值的误差线性组合得到:

$$g = |T^* - T(k+1)| + \lambda_\psi \left| |\boldsymbol{\Psi}_s^*| - |\boldsymbol{\Psi}_s(k+1)| \right| \quad (11)$$

式中: T^* 为电磁转矩参考; $\boldsymbol{\Psi}_s^*$ 为定子磁链参考; λ_ψ 为加权因子。

从式(11)很容易看出, 转矩和磁链具有不同的量纲, 因此需要加权因子来调整磁链控制相对转矩控制的重要性。必须精心设计加权因子, 在不同的工作点获得令人满意的性能。然而, 目前, 加权因子的设计主要依靠分析、经验和实验。因此调整的过程相当繁琐。

2 优化模型预测转矩控制方案

电磁转矩 T 可以用定子磁链和转子磁链矢量的外积表示, 沿切向方向并且与有功功率相关, 表达式展开如下:

$$T = \frac{3}{2} p \lambda L_m \|\boldsymbol{\Psi}_s\| \|\boldsymbol{\Psi}_r\| \sin\theta \quad (12)$$

式中: θ 为定子磁链矢量和转子磁链矢量的夹角。电磁转矩 T 已被广泛研究, 但对其对偶变量的研究相对较少。本文对电磁转矩 T 施加一次镜像(ghost)算子^[7], 构造了电磁转矩的对偶变量 R , 由定子磁链和转子磁链矢量的内积表示。根据ghost算子理论, 镜像转矩 R 沿径向方向, 且与无功功率相关。 R 的具体表达式如下:

$$R = \frac{3}{2} p \lambda L_m \|\boldsymbol{\Psi}_s\| \|\boldsymbol{\Psi}_r\| \cos\theta \quad (13)$$

镜像转矩 R 与电机磁链动力学密切相关,如文献[8]中图 1.3 所示,并且已在文献[9-10]中用于推导、证明了 DTC 的稳定性。

除夹角的正、余弦外,镜像转矩 R 和电磁转矩 T 的表达式基本相同,并且可以完整地表征感应电机系统中的磁链动力学和转矩动力学。因此,本文定义了一个由 R 和 T 跟踪误差组成的新的价值函数 g ,以选择最佳电压矢量:

$$g_1 = |T^* - T(k+1)| + |R^* - R(k+1)| \quad (14)$$

新的控制框架下 DTC 原理如图 1 所示,电磁转矩分量 T 沿切线方向调节有功量,在感应电机系统中对应着转矩控制;无功转矩分量 R 沿径向方向调节无功量,在感应电机系统中对应着励磁控制。如式(14)所示,很容易看出新的控制框架下加权因子自然消除。

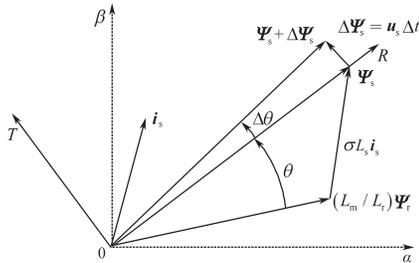


图1 新控制方案下的DTC原理

Fig.1 Principles of DTC in new control scheme

无加权因子模型预测转矩控制主要步骤如下:

- 1) 测量当前时刻的转速 ω , 定子电流 i_s 和直流母线电压 u_{dc} 。
- 2) 对磁链和电流进行一阶延时补偿。
- 3) 根据式(7)~式(9)估计 $\Psi_s(k+1)$, $i_s(k+1)$ 和 $\Psi_r(k+1)$ 。
- 4) 利用式(12)和式(13)预测 $R(k+1)$ 和 $T(k+1)$ 。

5) 将 $R(k+1)$ 和 $T(k+1)$ 代入式(14), 选出使式(14)值最小的最优电压矢量。返回步骤1)。

提出的无加权因子的模型预测转矩控制框图如图2所示。

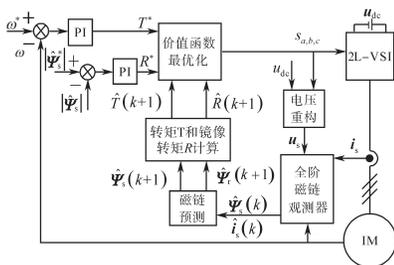


图2 无加权因子模型预测转矩控制框图

Fig.2 Block diagram of MPTC without weighting factor

3 仿真研究

基于 Matlab/Simulink 搭建了两电平逆变器供电的感应电机调速系统的仿真模型。仿真和实验所用的参数一致。380 V, 50 Hz 感应电机参数为: 额定功率 $P_N=2.2$ kW, 极对数 $p=2$, 转动惯量 $J=0.005$ kg·m², 定子电阻 $R_s=3.4$ Ω, 转子电阻 $R_r=2.444$ Ω, 互感 $L_m=0.263$ H, 定子电感 $L_s=0.272$ H, 转子电感 $L_r=0.271$ H。

从静止到 500 r/min 的启动响应仿真波形如图 3 所示。在 $t=0.05$ s 时, 开始启动; 在 $t=0.25$ s 时, 给电机突加 5 N·m 负载。仿真结果表明: 所提方法在较宽的速度范围内都能很好地工作, 实现了磁链与转矩的解耦控制, 系统对负载扰动具有较强的鲁棒性及良好的动态响应。

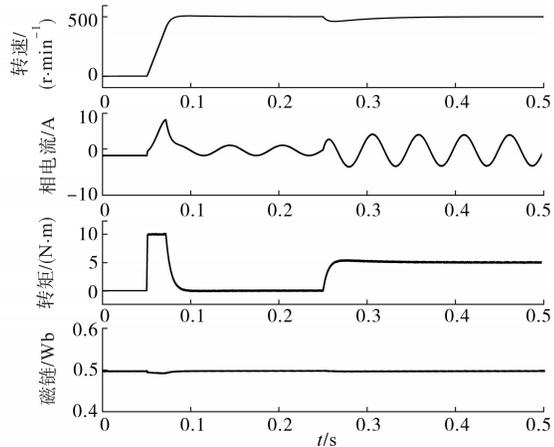


图3 提出方法从静止到 500 r/min 的仿真波形

Fig.3 Simulated waveforms of the proposed method from standstill to 500 r/min

图4为传统MPTC方法在不同加权因子情况下的稳态仿真响应结果。

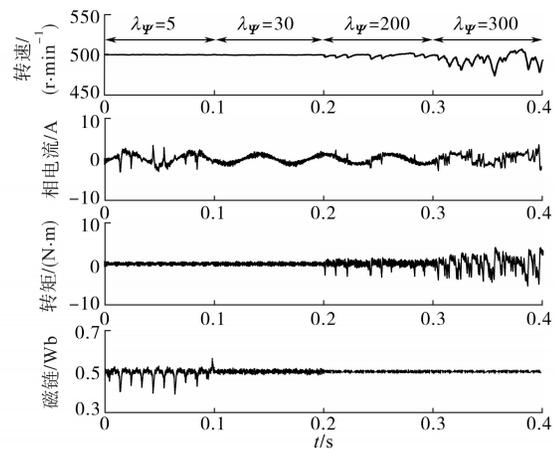


图4 常规MPTC在不同加权因子情况下的仿真结果

Fig.4 Simulation results of conventional MPTC under different weighting factors

图4中可以看出,当加权因子比较小时,转矩纹波很小,但磁链和电流都有明显的纹波。当加权因子太大时,磁链波动比较小,但转矩和定子电流谐波明显增大,甚至影响系统速度环的稳定运行。结果表明,加权因子的设计对控制系统性能至关重要,设计合适的加权因子并不容易。并且固定的加权因子很难在不同的运行情况都达到满意的控制效果。

4 实验结果

为了进一步验证所提策略的正确性以及优越性,在两电平逆变器供电的感应电机驱动平台上进行了实验。采用dSPACE DS1104研发控制板和 Matlab/Simulink 软件实现控制算法。电机参数与第3节中相同。实验的采样频率均设置为 10 kHz。异步电机系统实验装置如图5所示。

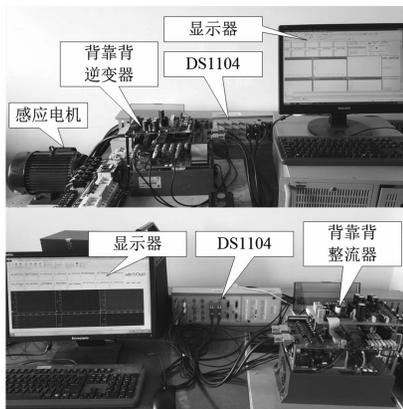


图5 异步电机系统实验平台

Fig.5 Experimental platform of induction motor system

为了对所提出的无加权因子MPTC动态特性和稳态性能进行研究,首先进行了加速试验,并与常规MPTC进行了比较。两种方法的速度阶跃响应如图6所示,电机以 150 r/min 稳定运行,然后速度参考值突加为 400 r/min。与常规MPTC类似,所提的无加权因子MPTC方法快速、准确地跟踪参考速度,两种方法速度的上升时间相同,均为 66 ms,非常迅速;转矩纹波分别为 1.54 N·m 和 1.50 N·m,磁链纹波分别为 0.025 Wb 和 0.026 Wb,转矩和磁链控制效果也非常接近,并且加速过程中磁链均保持稳定如图6所示。其次,对所提出的无加权因子MPTC与常规MPTC进行了加载过程的对比分析实验。两种方法在转速 300 r/min、磁链 0.5 Wb 的工况下,突加 5 N·m 负载下的响应过程如图7所示。

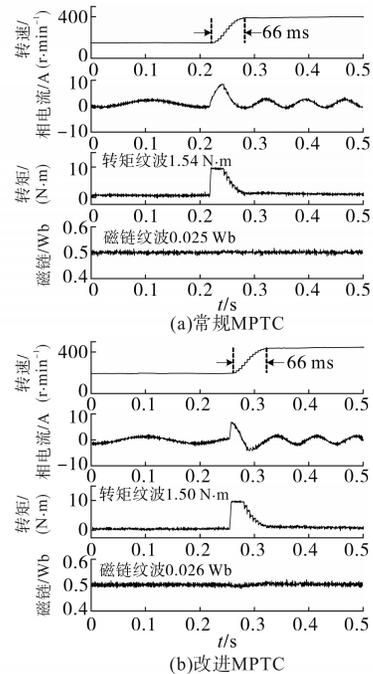


图6 速度阶跃响应实验结果

Fig.6 Experimental results of step speed responses

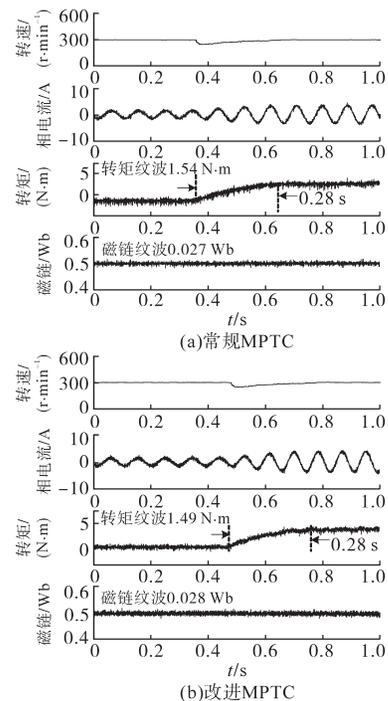


图7 转矩阶跃响应实验结果

Fig.7 Experimental results of step torque responses

由于试验采样磁粉制动器进行加载,存在一定延时,所以两种方法的转矩上升时间均为 0.28 s;转矩纹波分别为 1.54 N·m 和 1.49 N·m,磁链纹波分别为 0.027 Wb 和 0.028 Wb,两种方法的转矩和磁链纹波比较接近。还可以看出,两种方法的电机转速在很短的时间内恢复到初始值,这极大

地说明了对外部负载干扰的强大鲁棒性。

上述实验结果与仿真结果一致,这两种方法在动态过程中都实现了转矩和磁链的解耦控制,所提方法具有与常规方法一样好的动态特性和稳态性能。但是,提出的方法不需要任何加权因子调整工作,从这个意义上说,所提的方法更简单、更实用。

最后,我们还对两种方案带 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 负载在不同速度下的平均开关频率进行了研究,如图8所示。

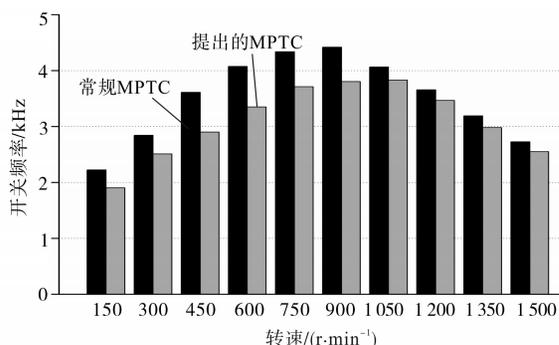


图8 两种方案的平均开关频率

Fig. 8 Average switching frequencies for both schemes

由图8可知,两种方法的平均开关频率在较宽的速度范围内变化都比较显著,但是趋势相同,并且所提方法的平均开关频率在整个调速范围内低于传统方法。这种现象可能是由于传统MPTC在整个速度范围内采用固定的加权因子,通常不易实现“全局”最优。相比之下,提出的新方法采用具有相同量纲的电磁转矩 T 及镜像转矩 R ,更容易达到“全局”最优。同时结果也表明,提出的方法在开关频率较低的应用场合中更有优势。

5 结论

在传统模型预测转矩控制方案中,加权因子的设计是一项非常复杂和繁琐的工作。本文提出了一种无加权因子的模型预测转矩控制新方案,并通过仿真和实验验证了提出算法的有效性。

所提方法省去了加权因子谐调工作,实现了转矩和定子磁链的解耦控制,保持了传统方法的快速动态特性和良好的稳态性能,并且在整个调速范围内具有更低的平均开关频率。提出的方法有效可行,性能良好,更利于模型预测转矩控制的实际应用。

参考文献

- [1] 刘为杰. 异步电机模型预测控制系统设计[J]. 电气传动, 2018, 48(10): 11-15.
- [2] 徐艳平, 王极兵, 王建渊, 等. 考虑预测误差的改进双矢量模型预测电流控制[J]. 电气传动, 2018, 48(9): 62-66.
- [3] Davari S A, Khaburi D A, Kennel R. An Improved FCS-MPC Algorithm for an Induction Motor with an Imposed Optimized Weighting Factor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1540-1551.
- [4] Rojas C A, Rodriguez J, Villarroel F, et al. Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 681-690.
- [5] 徐艳平, 李园园, 张保程, 等. 一种消除权重系数三矢量模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(16): 3925-3934.
- [6] Zhang Y, Yang H, Xia B. Model-predictive Control of Induction Motor Drives: Torque Control Versus Flux Control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 4050-4060.
- [7] Zhong Q. The Ghost Operator and Its Applications to Reveal the Physical Meaning of Reactive Power for Electrical and Mechanical Systems and Others[J]. IEEE Access, 2017, 5: 13038-13045.
- [8] Leonhard W, Crape M, Gertmar L, et al. Power Electronics and Control by Microelectronics in Future Energy Systems [J]. EPE Journal, 2000, 10(1): 6-10, 40-46.
- [9] Sorchini Z, Krein P T. Formal Derivation of Direct Torque Control for Induction Machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1428-1436.
- [10] Lascu C, Jafarzadeh S, Fadali M S, et al. Direct Torque Control with Feedback Linearization for Induction Motor Drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2072-2080.

收稿日期: 2019-03-09

修改稿日期: 2019-05-17