

感应电机无权值虚拟矢量模型预测转矩控制^{*}

刘 朦, 卢子广, 王 静
(广西大学 电气工程学院, 广西 南宁 530004)

摘 要: 为了消除感应电机(IM)传统模型预测转矩控制(MPTC)的加权值和减小算法的计算量, 提出一种基于无差拍控制的无权值 MPTC 方法。通过转矩、磁链和电压之间的关系, 基于磁链无差拍控制, 得到一个期望电压矢量。通过判断期望电压矢量的位置, 将电压控制集数量从 8 个减少为 2 个, 减小了 MPTC 的计算负担。此外, 价值函数中只含有一个转矩变量即可达到期望的控制效果, 避免了加权值的设计。采用简化后的三矢量合成虚拟电压矢量, 在扩大矢量选择域的同时也降低了传统虚拟矢量算法的复杂度, 提高控制的稳态性能。仿真和试验结果证明所提方法具有良好的动、静态性能。

关键词: 感应电机; 模型预测转矩控制; 加权值; 虚拟电压矢量

中图分类号: TM 343 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)01-0020-08

doi: 10.12177/emca.2020.175

Virtual Vector Based Model Predictive Torque Control of Induction Motor Without Weighting Factor^{*}

LIU Meng, LU Ziguang, WANG Jing
(School of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China)

Abstract: In order to eliminate the weighting value of traditional model predictive torque control (MPTC) of induction motor (IM) and reduce the computational complexity of the algorithm, a deadbeat based MPTC method is proposed. According to the relationship among torque, flux and voltage, an expected voltage vector is obtained based on deadbeat control of flux linkage. By judging the position of expected voltage vector, the number of voltage control sets is reduced from 8 to 2, which reduces the computational burden of MPTC. In addition, the value function contains only one variable of torque to achieve the desired control effect, avoiding the design of weighting value. The simplified three-vector synthesis virtual voltage vector not only expands the vector selection domain, but also reduces the complexity of the traditional virtual voltage vector algorithm and improves the steady-state performance of the control. Simulation and experimental results show that the proposed method has good dynamic and static performance.

Key words: induction motor (IM); model predictive torque control (MPTC); weighting factor; virtual voltage vector

0 引 言

感应电机(IM)作为牵引电机在可控性、可靠性和成本等方面的综合得分最高, 比其他类型的电机平均高出了 15%^[1]。IM 是高铁和电动汽车

行业驱动电机的主要选择, 在工业生产中获得大量的应用。

模型预测控制(MPC)是从工业过程控制中诞生的一种新型控制策略, 控制效果好, 实用性强, 适用于难以建立精确数学模型的复杂系统^[2]。

收稿日期: 2020-09-18; 收到修改稿日期: 2020-11-09

^{*} 基金项目: 广西自然科学基金项目(2018GXNSFDA138008)

作者简介: 刘 朦(1995—), 女, 硕士研究生, 研究方向为异步电机控制。

卢子广(1963—), 男, 博士, 教授, 研究方向为微电网、电力电子变流系统、电机系统控制等。

有限控制集模型预测控制 (FCS-MPC) 是电力电子与电气传动领域的研究热点之一, FCS-MPC 将目标优化和开关状态决策结合, 概念直观且适用范围广^[3-4]。

近年来, 研究学者将 FCS-MPC 应用于电机控制, 并结合直接转矩控制 (DTC) 的思想衍生出一种极具前景的电机控制方法—模型预测转矩控制 (MPTC)。DTC 由于采用滞环控制, 低速时性能明显下降, 转矩脉动大, 稳态性能较差, 与传统 DTC 相比, MPTC 的转矩响应速度更快, 电压矢量选择的方式更准确高效, 稳态性能更好, 能进一步提高电机控制的可靠性。

传统 MPTC 价值函数中的电磁转矩与定子磁链在维度和时间尺度上不一致, 需要设计合适的加权值, 目前对加权值的设计尚无系统的理论和方法, 调试过程繁杂且不具有通用性^[5]。文献[6]通过电机模型推导出等效定子磁链矢量, 提出模型预测磁链控制 (MPFC), 从而消除加权值。文献[7]提出一种新型的基于电压矢量作用时间的价值函数, 将转矩与磁链的控制转化为对矢量作用时间的控制, 但计算量较大。文献[8]把对定子磁链的控制用无功转矩替代, 由于电磁转矩和无功转矩具有相同的量纲, 因此消除了加权值。模糊决策、遗传算法、多目标排序法能有效解决加权值的选择问题, 但同时也增加了算法的复杂度^[9-11]。

MPTC 需要预测优化控制集中全部基本电压矢量, 计算负担大, 限制 MPC 策略的实际应用。此外, MPTC 在一个周期内只作用单个基本电压矢量, 其幅值和方向均固定, 导致较大的转矩和磁链脉动。文献[12]引入偏置电压矢量作为最优电压矢量判断标准, 简化了扇区。文献[13]结合 DTC 的开关表优先筛选电压矢量, 从而减少价值函数的计算次数。为了改善控制的稳态性能, 文献[14]提出了占空比控制的概念, 在 1 个周期内作用 1 个有效电压矢量和 1 个零矢量, 使电压矢量幅值可调, 但稳态提升效果有限。文献[15]在 1 个采样周期内作用 3 个基本电压矢量, 由三矢量合成一个方向和幅值均可控的虚拟电压矢量, 但需经过 6 次寻优。

本文提出一种无权值虚拟电压矢量 MPTC 方案, 根据磁链无差拍控制, 获得一个期望电压矢

量, 根据期望电压矢量的扇区位置, 选择与其距离最近的 2 个电压矢量作为优化控制集, 避免对 8 个电压矢量全部进行价值函数最小化, 从而减小计算量。此外, 采用磁链无差拍优化筛选电压矢量控制集后, 价值函数过程只将电磁转矩作为控制量, 也能达到对磁链和转矩期望的控制效果, 避免了加权值的使用。采用简化后的三矢量合成虚拟电压矢量, 扩大矢量选择域, 改善稳态性能, 降低了算法的复杂度。最后, 通过 MATLAB/Simulink 仿真软件和基于 dSPACE 的两电平逆变器电机试验平台证明了该方法的正确性和可行性。

1 传统 MPTC 方案

传统 MPTC 结构框图如图 1 所示。主要包括: 转速 PI 调节器、控制量估计和预测、价值函数最优化。

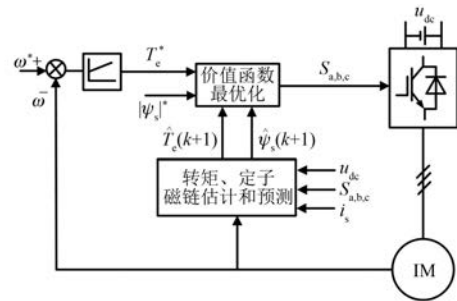


图 1 传统 MPTC 结构框图

1.1 IM 数学模型

在两相静止坐标系下, 以定子磁链 ψ_s 和定子电流 i_s 作为状态变量的 IM 动态模型为

$$\frac{d\psi_s}{dt} = -R_s i_s + u_s \quad (1)$$

$$\sigma L_s \frac{di_s}{dt} = \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_s} - jp\omega \right) \psi_r - (R_s + L_m^2 R_r / L_r^2) i_s + u_s \quad (2)$$

式中: ψ_s 、 ψ_r 分别为定、转子磁链矢量; R_s 、 R_r 分别为定、转子电阻; u_s 、 i_s 分别为定子电压、电流矢量; $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$; L_s 、 L_r 分别为定、转子电感; L_m 为互感; p 为电机磁极对数; ω 为转子角速度。

电磁转矩表达式为

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda L_m (\psi_r \otimes \psi_s) \quad (3)$$

其中: $\lambda = 1 / (L_s L_r - L_m^2)$; $\otimes$ 为叉积运算符。

1.2 变量预测

本文采用电流模型观测转子磁链,利用定、转子磁链之间的关系来估计定子磁链。二者关系如下:

$$\frac{d\psi_r}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}_s - \left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega \right) \psi_r \quad (4)$$

$$\psi_s = \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \sigma L_s \mathbf{i}_s \quad (5)$$

为了计算简便,采用前向欧拉法对式(1)和式(2)作离散处理, \$(k+1)\$ 时刻 \$\psi_s\$ 和 \$\mathbf{i}_s\$ 的预测值为

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + T_s \mathbf{u}_s(k) - R_s T_s \mathbf{i}_s(k) \quad (6)$$

$$\mathbf{i}_s(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \mathbf{i}_s(k) +$$

$$\frac{T_s}{\tau_\sigma} \frac{1}{R_\sigma} \left\{ \left[\frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\omega(k) \right] \psi_r(k) + \mathbf{u}_s(k) \right\} \quad (7)$$

式中: \$T_s\$ 为采样周期时间; \$R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r\$; \$L_\sigma = \sigma L_s\$; \$k_r = L_m/L_r\$; \$\tau_\sigma = L_\sigma/R_\sigma\$; \$\tau_r = L_r/R_r\$; \$\mathbf{u}_s(k)\$ 为当前时刻作用于逆变器的电压矢量。

电磁转矩的另一表达式为

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_s \otimes \mathbf{i}_s) \quad (8)$$

将 \$\psi_s(k+1)\$ 和 \$\mathbf{i}_s(k+1)\$ 代入式(8)得到 \$(k+1)\$ 时刻电磁转矩的预测值为

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p \psi_s(k+1) \otimes \mathbf{i}_s(k+1) \quad (9)$$

1.3 价值函数优化

IM 的高性能控制是转矩和磁链的快速精确控制。传统 MPTC 的价值函数如下:

$$g = |T_e^* - T_e(k+1)| + \lambda_\psi ||\psi_s^*| - |\psi_s(k+1)|| \quad (10)$$

式中: \$T_e^*\$ 为电磁转矩参考值,由图 1 的转速 PI 调节器得到; \$\lambda_\psi\$ 为加权值; \$|\psi_s^*|\$ 为定子磁链幅值参考值。

一般情况下,加权值 \$\lambda_\psi\$ 满足:

$$\lambda_\psi = T_{eN} / |\psi_{sN}| \quad (11)$$

式中: \$T_{eN}\$ 为额定电磁转矩; \$|\psi_{sN}|\$ 为额定定子磁链幅值。

在实际应用中,基于式(11)计算的加权值并不能直接应用,必须根据实际试验仔细调整,以便在不同的工况获得期望的控制效果。

2 无权值 MPTC

无权值 MPTC 控制框图如图 2 所示。主要由以下部分组成:磁链、转矩估计和预测、期望电压矢量预测、电压矢量选择优化以及价值函数最优化。

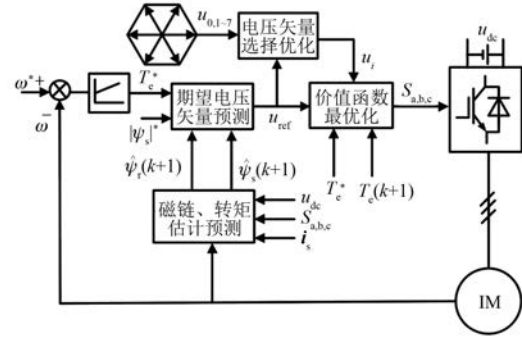


图 2 无权值 MPTC 控制框图

2.1 期望电压矢量预测

根据电磁转矩表达式(3)可得:

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda L_m (\psi_s \otimes \psi_r) = \frac{3}{2} p \lambda L_m |\psi_s| |\psi_r| \sin(\angle \theta_s - \angle \theta_r) \quad (12)$$

由式(12)得出定、转子磁链角的关系为

$$\angle \theta_s = \angle \theta_r + \arcsin \left(\frac{T_e}{\frac{3}{2} p \lambda L_m |\psi_r| |\psi_s|} \right) \quad (13)$$

代入参考值 \$T_e^*\$ 和 \$|\psi_s^*|\$ 后,得到定子磁链角的参考值 \$\angle \theta_s^*\$, 由 \$|\psi_s^*|\$ 和 \$\angle \theta_s^*\$ 得到定子磁链矢量参考值为

$$\psi_s^* = |\psi_s^*| \exp(j\angle \theta_s^*) \quad (14)$$

为了保证预测的精度,在 \$(k+1)\$ 时刻,式(13)中的转子磁链角和幅值应分别为 \$\angle \psi_r(k+1)\$ 和 \$|\psi_r(k+1)|\$, 将式(4)离散得到 \$(k+1)\$ 时刻转子磁链的预测值为

$$\psi_r(k+1) = \psi_r(k) + T_s R_r \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}_s(k) - T_s \left[\frac{R_r}{L_r} - j\omega(k) \right] \psi_r(k) \quad (15)$$

根据磁链无差拍控制,令 \$\psi_s(k+1) = \psi_s^*\$, 代入式(6)并反解出期望电压矢量为

$$\mathbf{u}_s^* = [\psi_s^* - \psi_s(k)] / T_s + R_s \mathbf{i}_s(k) \quad (16)$$

2.2 电压矢量选择优化

根据期望电压矢量 u_s^* 的位置判断其扇区, 扇区划分如图 3 所示。

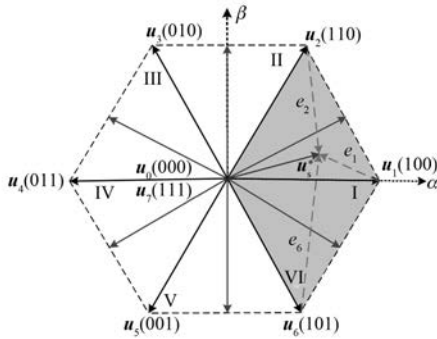


图3 扇区划分图

假设 u_s^* 位于扇区 I ($-\pi/6 \sim \pi/6$), 有效电压矢量 u_1 离 u_s^* 最近, 误差幅值 $|e_1|$ 最小, 因此将 $u_{0,7}$ 和 u_1 作为候选电压矢量, 代入价值函数进行优化选择。根据以上候选电压矢量选择原则, 得到 u_s^* 所在扇区位置与候选电压矢量的关系如表 1 所示。

表 1 u_s^* 扇区位置与候选电压矢量的关系

扇区	候选电压矢量
I	$u_1, u_{0,7}$
II	$u_2, u_{0,7}$
III	$u_3, u_{0,7}$
IV	$u_4, u_{0,7}$
V	$u_5, u_{0,7}$
VI	$u_6, u_{0,7}$

由以上算法可知, 经过电压矢量选择后, 将传统 MPTC 策略的 8 个候选电压矢量减少为 2 个 (即 1 个零矢量 $u_{0,7}$ 和 1 个有效电压矢量), 价值函数只需进行 2 次判断即可得出最优电压矢量, 从而使计算量大大减小。

首先采用磁链无差拍控制筛选得到的候选电压矢量集能保证对磁链的控制, 由于零矢量和非零矢量对转矩变化的作用是不同的, 且磁链幅值的变化相对来说较缓慢, 根据转矩优先控制原则, 本文设计的价值函数中只包含电磁转矩 1 个变量, 即:

$$g = |T_e^* - T_e(k+1)| \quad (17)$$

因为式 (17) 只包含一个控制变量, 所以不需要加权值, 简化了算法。

3 稳态性能改善

3.1 简化的虚拟电压矢量

简化的虚拟电压矢量 MPTC 通过在一个周期内作用 2 个有效电压矢量和一个零矢量, 构成一个方向、幅值均可变的虚拟电压矢量。如第 2.2 节所述, 以第 I 扇区为例, u_1 与 u_s^* 的误差幅值 $|e_1|$ 最小, 因此 u_1 作为第 1 个有效矢量, 然后选择与 u_1 相邻的 u_2 和 u_6 作为第 2 个有效矢量, 第 3 个零矢量则根据开关切换损耗最小原则选择 u_0 或 u_7 , 故扇区 I 备选矢量组合为 (u_1, u_2, u_7) 和 (u_1, u_6, u_7) 。根据上述原则, 简化的虚拟电压矢量组合选择如表 2 所示。

表 2 虚拟电压矢量组合选择

扇区	备选电压矢量组合
I	$(u_1, u_2, u_7), (u_1, u_6, u_7)$
II	$(u_2, u_3, u_0), (u_2, u_1, u_0)$
III	$(u_3, u_4, u_7), (u_3, u_2, u_7)$
IV	$(u_4, u_5, u_0), (u_4, u_3, u_0)$
V	$(u_5, u_6, u_7), (u_5, u_4, u_7)$
VI	$(u_6, u_1, u_0), (u_6, u_5, u_0)$

由图 3 阴影部分可知, 电压矢量选择范围扩大, 对比传统的单矢量只能选择 u_1 或 $u_{0,7}$, 采用三矢量合成的虚拟电压矢量幅值和方向可灵活变化, 可获得与 u_s^* 更小的误差, 因此稳态性能得到改善。与文献[15]的三矢量策略相比, 简化后的策略只需寻优 2 次即可找出最优电压矢量, 使计算得到简化。

3.2 基本电压矢量作用时间

为了降低转矩脉动和磁链纹波, 在一个周期内, 利用转矩和磁链无差拍控制方法来计算每个基本电压矢量的作用时间。单个基本电压矢量作用下的电磁转矩和定子磁链的斜率为

$$\begin{cases} S_1^T = [T_e(k+1)_{\text{opt1}} - T_e(k)]/T_s \\ S_1^\psi = [\psi_s(k+1)_{\text{opt1}} - \psi_s(k)]/T_s \\ S_2^T = [T_e(k+1)_{\text{opt2}} - T_e(k)]/T_s \\ S_2^\psi = [\psi_s(k+1)_{\text{opt2}} - \psi_s(k)]/T_s \\ S_0^T = [T_e(k+1)_{\text{opt0}} - T_e(k)]/T_s \\ S_0^\psi = [\psi_s(k+1)_{\text{opt0}} - \psi_s(k)]/T_s \end{cases} \quad (18)$$

式中: $S_1^T, S_1^{\psi_s}, S_2^T, S_2^{\psi_s}, S_0^T, S_0^{\psi_s}$ 分别为基本电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{opt1}}, \mathbf{u}_{\text{opt2}}$ 和 $\mathbf{u}_{\text{opt3}}$ 单独作用下的电磁转矩斜率和定子磁链斜率; $T_e(k+1)_{\text{opt}i}, \psi_s(k+1)_{\text{opt}i}$ ($i=0, 1, 2$) 分别为 $\mathbf{u}_{\text{opt0}}, \mathbf{u}_{\text{opt1}}$ 和 $\mathbf{u}_{\text{opt2}}$ 单独作用时电磁转矩和定子磁链预测值; $T_e(k), \psi_s(k)$ 分别为 k 时刻的电磁转矩和定子磁链。

重构电磁转矩和定子磁链在 $k+1$ 时刻的预测方程:

$$\begin{cases} T_e(k+1) = T_e(k) + S_1^T t_1 + S_2^T t_2 + S_0^T t_0 \\ \psi_s(k+1) = \psi_s(k) + S_1^{\psi_s} t_1 + S_2^{\psi_s} t_2 + S_0^{\psi_s} t_0 \end{cases} \quad (19)$$

根据无差拍跟踪控制, 令第 $k+1$ 时刻结束时电磁转矩和定子磁链跟踪误差为零, 即:

$$\begin{cases} T_e^* = T_e(k+1) \\ \psi_s^* = \psi_s(k+1) \end{cases} \quad (20)$$

根据式 (18) ~ 式 (20), 可得电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{opt1}}, \mathbf{u}_{\text{opt2}}$ 和 $\mathbf{u}_{\text{opt0}}$ 的作用时间分别为

$$\begin{cases} t_1 = \frac{\Delta T_e(k)(S_0^{\psi_s} - S_2^{\psi_s})}{S} + \frac{\Delta \psi_s(k)(S_2^T - S_0^T)}{S} + \frac{T_s(S_2^{\psi_s} S_0^T - S_2^T S_0^{\psi_s})}{S} \\ t_2 = \frac{\Delta T_e(k)(S_1^{\psi_s} - S_0^{\psi_s})}{S} + \frac{\Delta \psi_s(k)(S_0^T - S_1^T)}{S} + \frac{T_s(S_0^{\psi_s} S_1^T - S_0^T S_1^{\psi_s})}{S} \\ t_0 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (21)$$

其中: $S = S_2^{\psi_s} S_0^T + S_0^{\psi_s} S_1^T + S_1^{\psi_s} S_2^T - S_2^{\psi_s} S_1^T - S_0^{\psi_s} S_2^T - S_1^{\psi_s} S_0^T$; $\Delta T_e(k) = T_e^* - T_e(k)$; $\Delta \psi_s(k) = \psi_s^* - \psi_s(k)$ 。

最后, 将经过价值函数式 (17) 优化选择后的电压矢量组合 $(\mathbf{u}_{\text{opt1}}, \mathbf{u}_{\text{opt2}}, \mathbf{u}_{\text{opt0}})$ 和相应的作用时间 (t_1, t_2, t_0) 输出到脉冲发生器, 进而控制逆变器和电机。

4 仿真和试验结果分析

4.1 仿真结果

为了验证所提方法的可行性, 首先在

MATLAB/Simulink 环境下搭建传统 MPTC、无权值 MPTC (下文称为 MPTC-I) 以及简化的虚拟电压矢量 MPTC (下文称为 MPTC-II) 的仿真模型, 仿真实电机参数如表 3 所示。

表 3 仿真实电机参数

参数名称	参数值
电压/V	380
频率/Hz	50
额定功率 P_N /kW	2.2
极对数 p	2
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.005
定子电阻 R_s/Ω	3.4
转子电阻 R_r/Ω	2.444
互感 L_m/H	0.263 1
定子电感 L_s/H	0.272 4
转子电感 L_r/H	0.271 5

对传统 MPTC 进行在不同加权值下的仿真, 图 4 显示了当加权值从 10~200 变化时, 传统 MPTC 在 500 r/min 速度下的模拟响应。当加权值设置为 10 时, 虽然转矩脉动较小, 但定子磁链和电流的纹波较大。当加权值增加到 50 时, 电机的控制获得了良好的平衡。当加权值进一步增大到 200 时, 定子磁链纹波变化不明显, 但转矩纹波和定子电流谐波明显增大, 转速开始抖动, 电机运行不稳定。因此, 为了使 MPTC 的转矩和定子磁链达到满意的控制性能, 加权值的正确设计十分关键。

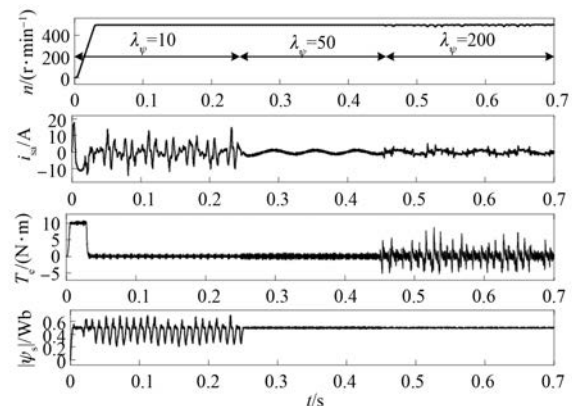


图 4 不同加权因子下 MPTC 仿真结果

对 MPTC-I, 电机起动并在 0.1 s 升速至 1 500 r/min, 定子磁链参考值 0.5 Wb, 在 0.35 s 时突加负载转矩 5 N·m, 仿真结果如图 5 所示。

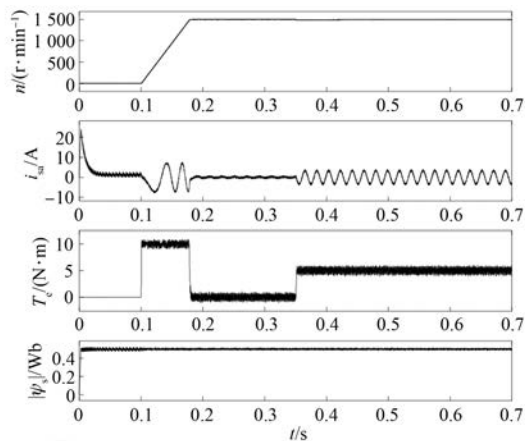


图5 MPTC-I 仿真结果

从图5可以看出,在全速范围内,电机启动过程平稳,转速、电磁转矩和定子磁链能快速正确地跟随其给定值的变化,在0.35 s时突增负载,转速有所下降,但能迅速恢复至给定指令值。表明消除了加权值后转矩和磁链同样获得良好的解耦。

图6为MPTC-II的响应波形。可以看出,转速能快速上升至给定值1500 r/min,动态响应好。在稳态时,与MPTC-I相比,MPTC-II的电流谐波更小,转矩和磁链脉动减小,稳态效果得到提升。

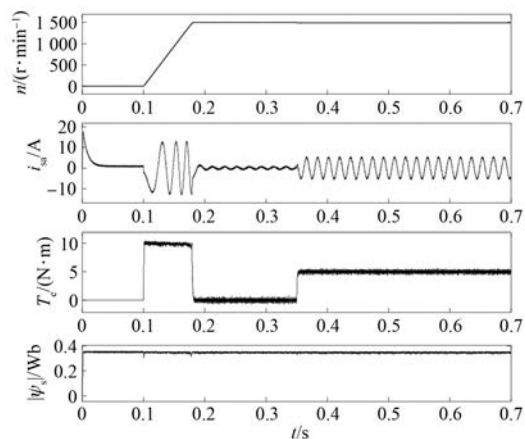


图6 MPTC-II 仿真结果

对3种策略在电机转速为500 r/min稳态时A相定子电流作快速傅里叶变换(FFT)分析,如图7所示。MPTC电流总谐波含量THD=15.19%,MPTC-I的电流总谐波含量THD=12.67%,MPTC-II的电流THD=8.54%,总谐波含量有所下降,这是因为传统的MPTC在整个控制周期使用的加权值为固定值,通常不是全局最优,

而MPTC-I通过直接预测电压,精确选定电压范围,并且消除了加权值的影响,采用简化虚拟电压矢量策略后,电压矢量选择范围扩大,稳态性能更优。

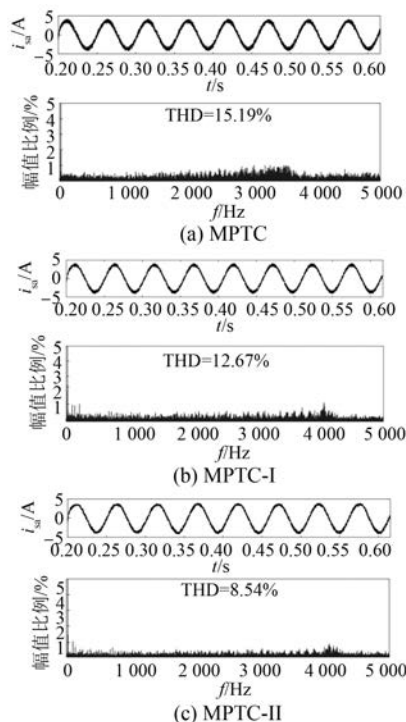


图7 500 r/min 稳态时A相电流FFT分析

为了验证参数失配时所提方法的有效性,进行仿真,结果如图8所示。从图8可看出,电机参数 R_s 和 R_r 同时增加50%以及 L_s 和 L_r 同时减少20%时,转矩和磁链变化并不明显,电流也没有发生大幅畸变,控制效果并未受到明显影响。因此,MPTC-I和MPTC-II在一定的参数失配范围内,并不会影响到扇区的正确选择,具有较好的鲁棒性。

4.2 试验结果

试验在两电平逆变器供电的IM驱动平台上进行,采用dSPACE-DS1104作为控制器,配以ControlDesk和MATLAB/Simulink软件实现控制算法,试验电机参数与表3参数一致。试验的采样频率设置为10 kHz,死区时间为4 μs。

图9是MPTC-I和MPTC-II空载时的速度阶跃变化响应试验结果。给定转速由0阶跃变化至1200 r/min,可知2种方法均能快速平稳跟随转速给定的变化,磁链和转矩获得较好的跟踪和解耦。

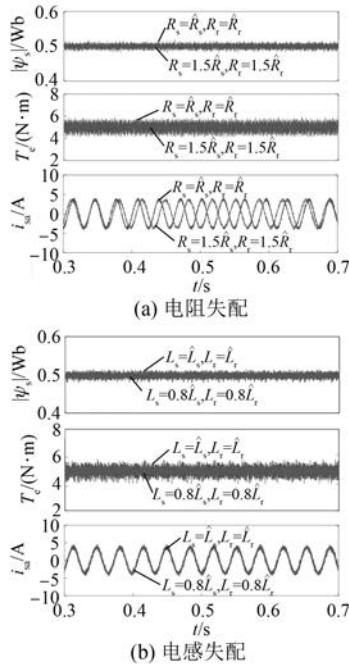


图8 参数失配下的仿真效果

图10为1 200 r/min带负载5 N·m时的稳态试验波形,可以看出控制具有良好的稳态性能,并且MPTC-II的转矩和磁链脉动比MPTC-I小,电流谐波更小。

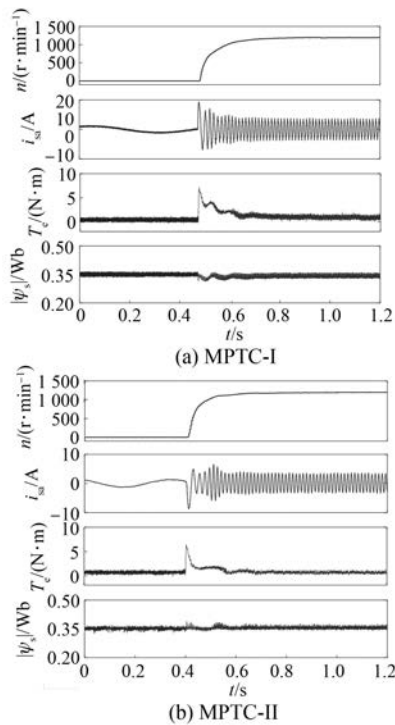


图9 转速阶跃变化响应试验波形

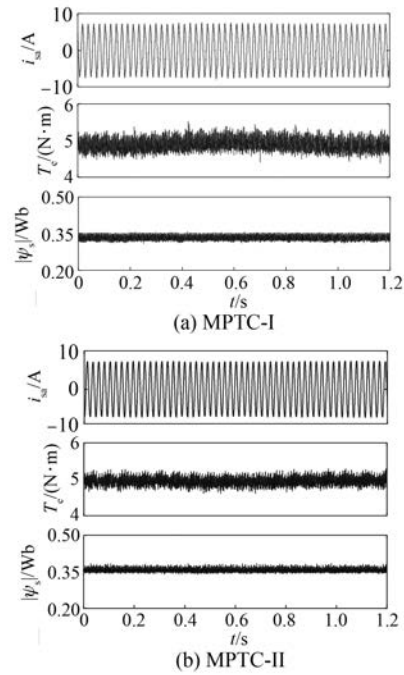


图10 1 200 r/min 带负载稳态试验波形

为了检验算法的低速带载能力,电机先以150 r/min空载运行,然后突加5 N·m负载,如图11所示。从图11可以看出,负载突加时,2种方法的转速均有所下降,但均能较快恢复给定值,具有较好的抗干扰能力。综合上述试验结果,说明所提方法具有良好的动态响应能力。

采用式(22)和式(23)对稳态性能进行定量分析和比较:

$$T_{e_ripple} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (T_e(i) - \bar{T}_e)^2} \quad (22)$$

$$\bar{\psi}_{s_ripple} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (|\bar{\psi}_s(i)| - |\bar{\psi}_s|)^2} \quad (23)$$

式中: T_{e_ripple} 、 $\bar{\psi}_{s_ripple}$ 分别为转矩和磁链脉动平均值; n 为采样点总数; $T_e(i)$ 、 $|\bar{\psi}_s(i)|$ 分别为第 i 个采样点的转矩值和定子磁链值; $\bar{T}_e$ 、 $|\bar{\psi}_s|$ 分别为规定时段内的转矩平均值和定子磁链平均值。

3种控制方法在转速为150、500、800、1 000、1 200 r/min空载运行时的稳态转矩和磁链脉动平均值如图12所示。可以看出,传统MPTC和MPTC-I的转矩和磁链脉动相当,MPTC-II的脉动最小,由此证明简化虚拟电压组合策略的有效性。

最后,利用dSPACE中的RTI库的“turn-around time”模块测试了传统MPTC、MPTC-I、

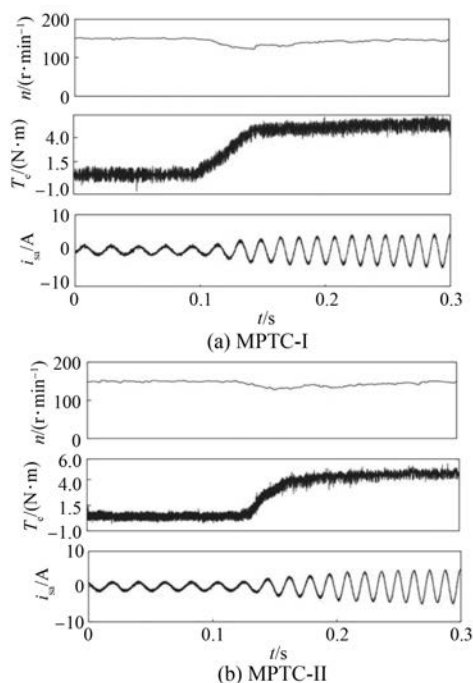


图 11 低速带载试验波形

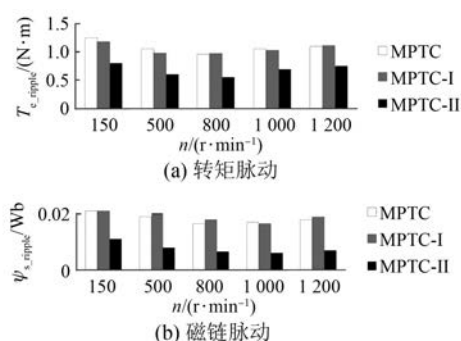


图 12 不同转速下稳态对比

MPTC-II 3 种方法控制器的执行时间。传统 MPTC 的执行时间包括模型的预测及价值函数滚动优化(8 次), MPTC-I 的执行时间包括期望电压矢量计算、模型计算及价值函数优化(2 次), MPTC-II 的执行时间包括期望电压矢量和候选矢量占空比计算、最优电压矢量求解及 PWM 调制。MPTC-I 和传统 MPTC 的执行时间分别为 $18.60 \mu\text{s}$ 和 $24.31 \mu\text{s}$, 因此 MPTC-I 在计算复杂度上低于传统 MPTC, MPTC-II 因为采用了三矢量合成虚拟电压矢量, 所以运行时间最长, 为 $54.60 \mu\text{s}$, 但与文献[15]相比, 计算量有所减小。

5 结 语

本文针对 IM 传统 MPTC 加权值的设计复杂、

计算量大和稳态性能优化的问题, 提出一种基于无差拍控制的无权值虚拟电压矢量 MPTC 控制方法。通过仿真和试验, 证明了所提方法在高、低速范围内均能获得良好的动静态控制效果, 与传统 MPTC 相比, 该方法计算量小, 并且避免了加权值的设计问题, 采用简化虚拟电压矢量策略, 改善了控制的稳态性能, 更适用于电机参数失配范围不大且对转矩、磁链脉动要求较高的场合。

【参考文献】

- [1] RONANKI D, SINGH S A, WILLIAMSON S S. Comprehensive topological overview of rolling stock architectures and recent trends in electric railway traction systems [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(3): 724.
- [2] 朱芮, 吴迪, 陈继峰, 等. 电机系统模型预测控制研究综述[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(8): 1.
- [3] VAFAIE M H, DEHKORDI B M, MOALLEM P, et al. A new predictive direct torque control method for improving both steady-state and transient-state operations of the PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3738.
- [4] VAZQUEZ S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: advances and trends [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935.
- [5] IPOUM-NGOME P G, MON-NZONGO D L, SONG-MANGUELLE J, et al. Optimal finite state predictive direct torque control without weighting factors for motor drive applications [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(6): 1434.
- [6] 张永昌, 杨海涛. 感应电机模型预测磁链控制 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(3): 719.
- [7] 夏长亮, 仇旭东, 王志强, 等. 基于矢量作用时间的新型预测转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 3045.
- [8] LU Z, ZHANG R, HU L, et al. Model predictive control of induction motor based on amplitude-phase motion equation [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(9): 2400.
- [9] ROJAS C A, RODRIGUEZ J R, KOURO S, et al. Multiobjective fuzzy-decision-making predictive torque control for an induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(8): 6245.

(下转第 34 页)