

一种改进型永磁同步电机模型预测电流控制方法

唐旭, 储剑波

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏南京 211100)

摘要: 传统永磁同步电机(PMSM)模型预测电流控制(MPCC)的稳态控制性能与开关频率之间存在矛盾问题,因此在传统MPCC的基础上,提出了一种改进措施。通过将电压矢量的电流预测轨迹推广到两个控制周期,并采用不同时刻的电流预测值构建新的成本函数,来评估两个周期内的最优电压矢量,使相邻周期最优电压矢量尽量相同,从而降低逆变器的开关频率。仿真结果表明,相比于传统MPCC,所提方法在相同的控制频率下,可以有效降低开关频率。此外,在开关频率近似相等的情况下,所提方法可以有效改善电流控制性能。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测电流控制; 开关频率; 成本函数

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)12-0013-08

doi: 10.12177/emca.2022.133

An Improved Model Predictive Current Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor

TANG Xu, CHU Jianbo

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211100, China)

Abstract: The traditional model predictive current control (MPCC) of permanent magnet synchronous motor (PMSM) has a contradiction between the steady-state control performance and the switching frequency. Therefore, an improved method is proposed based on the traditional MPCC. By extending the current prediction trajectory of one voltage vector to two control cycles, and using the current prediction values at different times to construct a new cost function, the optimal voltage vectors in two cycles are evaluated, so that the optimal voltage vectors in adjacent cycles are as same as possible, thus reducing the switching frequency of the inverter. Simulation results show that compared with traditional MPCC, the proposed method can effectively reduce the switching frequency at the same control frequency. In addition, when the switching frequency is approximately equal, the proposed method can effectively improve the current control performance.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive current control (MPCC); switching frequency; cost function

0 引言

传统的永磁同步电机(PMSM)控制方法主要有矢量控制(VC)和直接转矩控制(DTC)^[1-4]。近年来,有限状态集模型预测电流控制(MPCC)

由于原理简单、容易处理系统非线性约束等优点,成为当前变频调速系统中备受关注的一种控制方法^[5-14]。与磁场定向控制(FOC)相比,有限状态集MPCC无需脉宽调制,可直接产生逆变器驱动信号,更容易降低开关频率等非线性约束^[5]。另

收稿日期: 2022-07-12; 收到修改稿日期: 2022-10-17

作者简介: 唐旭(1998—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机模型预测控制。

储剑波(1972—),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动,永磁电机、异步电机控制。

外,MPCC 无需坐标变换,无需电流内环及参数整定^[6],具有结构简单、动态响应快等优点。同 DTC 相比,MPCC 通过在线优化的方式来选择最佳电压矢量,在矢量选择上更加准确有效^[7]。

虽然 MPCC 有诸多优点,但在传统 MPCC 方法中,作用的电压矢量方向固定、幅值固定、可选矢量数目有限等原因,会导致电流脉动大,系统性能不佳。为了改善系统性能,引入多矢量 MPCC 策略来优化控制性能。文献[9]提出一种三矢量 MPCC 策略,在每个扇区内用 3 个基本电压矢量合成 1 个期望电压矢量,由于两点平逆变器会产生 6 个扇区,故共合成 6 个期望电压矢量,并将其代入价值函数,从中选择使价值函数最小的期望电压矢量作为输出电压矢量。但 6 个期望电压矢量的合成会耗费控制器过多的计算时间。文献[10]采用传统三矢量 MPCC,在电压矢量的选择上既考虑了幅值,又考虑了选取范围。然而,合成电压矢量时,需要依次结合所有相邻的有效电压矢量和零矢量,增加了计算量,影响系统的响应速度。文献[15]提出一种双优化三矢量 MPCC 策略,将第一最优电压矢量与其余 5 个有效电压矢量分别组合,并加入零矢量得到 5 组三矢量组合。该方法扩大了输出电压矢量覆盖范围,但 2 个最优电压矢量均为遍历寻优所得,仍有较大的计算量,在一定程度上影响控制系统性能。同时,在一个控制周期内,随着施加电压矢量数量的增加,系统的开关频率会过高。

多步预测控制在单步预测控制的基础上,通过迭代计算对系统状态进行多次预测。多步预测控制需要通过构造成本函数来考虑所有预测时刻,以获得最优电压矢量。因此,与传统 MPCC 相比,该方法可以改善稳态控制性能并降低开关频率。文献[16]采用多级串联控制策略,虽然在稳态性能和开关频率上有所改善,但这使得预测控制的计算量呈指数式上升。文献[17]提出了一种基于最小二乘法的多步电流预测控制,将滚动时域下的成本函数转化为最小二乘问题,虽然最小二乘法方便了预测算法的执行,但计算时仍然采用了遍历法,这使得计算量依旧很大。因此,多步 MPCC 方法虽然可以改善稳态控制性能并降低开关频率,但其带来了计算量的急剧增加。在实际系统中,多步 MPCC 方法对数字处理器有很高

的要求,目前很难应用于实际电机驱动。

鉴于此,为了平衡传统 MPCC 的稳态控制性能与开关频率之间的矛盾,本文在传统 MPCC 的基础上提出了一种改进措施。该方法采用不同时刻的电流预测值构建新的成本函数,将 MPCC 中电压矢量选择的最优性扩展到两个控制周期,使相邻周期最优电压矢量尽量相同,来降低逆变器的开关频率。采用了基于扇区的电压矢量选择方法,可以有效地减少控制算法的计算负担。仿真结果表明,相比于传统 MPCC,在相同的控制频率下,所提方法可以有效降低开关频率。此外,在开关频率近似相等的情况下,所提方法可以有效改善电流控制性能。

1 PMSM 数学模型

在同步旋转坐标系下,表贴式 PMSM 定子电流的 d 轴分量 i_d 和 q 轴分量 i_q 的状态方程分别为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_s}(-Ri_d + u_d + L_s w_e i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s}(-Ri_q + u_q - L_s w_e i_d - w_e \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴电压; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流; ψ_f 为永磁体磁链; L_s 为定子电感; w_e 为当前时刻转子的电角速度; R 为定子电阻。

采用欧拉法可近似得到离散的 d 、 q 轴电流预测公式为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_s}[u_d(k) - Ri_d(k) + E_d(k)] \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_s}[u_q(k) - Ri_q(k) + E_q(k)] \end{cases} \quad (2)$$

式中: k 为当前采样时刻; $k+1$ 为下一采样时刻; T_s 为采样周期; $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 分别为 k 时刻的 d 、 q 轴电流; $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的 d 、 q 轴预测电流; $E_d(k)$ 、 $E_q(k)$ 分别为 k 时刻的 d 、 q 轴反电势, $E_d(k) = w_e(k) L_s i_q(k)$ 、 $E_q(k) = -w_e(k) L_s i_d(k) - w_e(k) \psi_f$; $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 分别为 k 时刻的 d 、 q 轴电压; $w_e(k)$ 为 k 时刻转子的电角速度。

2 传统 MPCC

传统 MPCC 结构如图 1 所示,主要包括 4 部

分:坐标变换、预测模型、延时补偿和最小化目标函数。用模型预测控制器替代矢量控制的2个电流内环,只保留1个速度环PI控制器,无需复杂的PI参数整定。

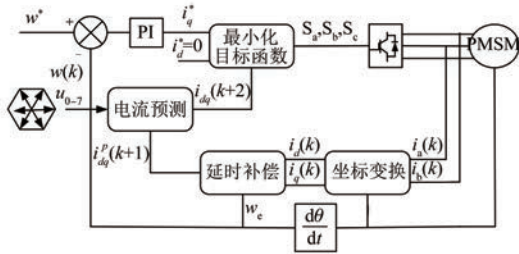


图1 传统MPCC结构图

传统MPCC控制策略通过式(2)计算7个基本电压矢量对应的d、q轴电流的预测值,再代入如下式所示的成本函数,选择使价值函数最小的电压矢量作为最优电压矢量,输出给逆变器:

$$g = [i_d^* - i_d(k+1)]^2 + [i_q^* - i_q(k+2)]^2 \quad (3)$$

式中: i_d^* 为定子电流d轴分量给定值; i_q^* 为定子电流q轴分量给定值。

然而,数字处理器的固有延迟导致当前控制周期选择的电压矢量到下一个周期才能够被施加。因此,需要通过延迟补偿来减小延时对控制性能的影响。具体过程简述如下,(1)采用式(2)对k+1时刻的电流 $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 进行预测,由于数字控制系统存在一拍延迟,式(2)中的电压矢量 $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 为上一周期所确定的最优电压矢量,属于已知量;(2)以 $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 为初始条件可以得到一拍延迟补偿后的电流预测公式,如下所示:

$$\begin{cases} i_d(k+2) = i_d^p(k+1) + \frac{T_s}{L_s} [u_d(k+1) - R i_d^p(k+1) + E_d(k+1)] \\ i_q(k+2) = i_q^p(k+1) + \frac{T_s}{L_s} [u_q(k+1) - R i_q^p(k+1) + E_q(k+1)] \end{cases} \quad (4)$$

其中: $E_d(k+1) = w_c(k) L_s i_q^p(k+1)$; $E_q(k+1) = -w_c(k) L_s i_d^p(k+1) - w_c(k) \psi_f$ 。

因此,可以将延迟补偿后的8个电压矢量的

预测电流值代入如下所示的代价函数来评估每个电压矢量:

$$g = [i_d^* - i_d(k+2)]^2 + [i_q^* - i_q(k+2)]^2 \quad (5)$$

式中: $i_d(k+2)$ 、 $i_q(k+2)$ 为经过一拍延时补偿后的d、q轴的预测电流。

然后,选择成本函数最小的电压矢量作为最优电压矢量,并由逆变器在下一个控制周期应用于PMSM。

从上述分析可以看出,传统MPCC在每个周期内选择1个最优电压矢量,且选择电压矢量的最优性仅限于一个控制周期。如果在相邻控制周期选择的最佳电压矢量相同,逆变器的开关状态则不会改变。这说明如果将MPCC中所选电压矢量的最优性扩展到多个控制周期,就可以有效降低逆变器的开关频率,进一步提高MPCC的控制性能。

3 改进型MPCC

本文将最优电压矢量的选择扩展到两个控制周期,把电压矢量的当前预测轨迹外推到两个控制周期,并用成本函数评估两个控制周期内每个电压矢量的控制性能。因此,改进型MPCC方法将两个控制周期的控制性能视为一个整体,并选择相同的电压矢量作为两个控制周期的最优电压矢量。并且由于电压矢量的一致性,开关频率也会下降,其结构框图如图2所示。

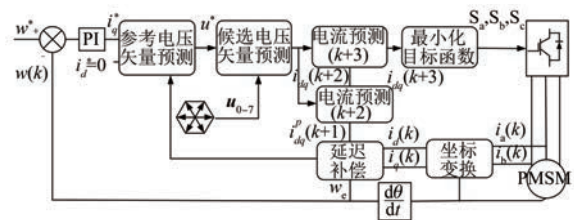


图2 改进型MPCC结构框图

为了减少第二个控制周期需要判断的电压矢量的个数,在第一个控制周期内通过将扇区重新划分以及构建新的成本函数的方法确定期望电压矢量所在扇区,将第一个控制周期内预测误差较大的电压矢量去除。

3.1 候选电压矢量选择

成本函数式(5)可以改写为

$$g = \{ [h_d(k+1) \quad h_q(k+1)] - \mathbf{M}^{-1}(k) [u_d(k+1) \quad u_q(k+1)] \} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} h_d(k+1) \\ h_q(k+1) \end{bmatrix} - \mathbf{M}(k) \begin{bmatrix} u_d(k+1) \\ u_q(k+1) \end{bmatrix} \right\} \quad (6)$$

其中: $\begin{bmatrix} h_d(k+1) \\ h_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} - \mathbf{L}(k) \begin{bmatrix} i_d(k+2) \\ i_q(k+2) \end{bmatrix} - \mathbf{N}(k); \mathbf{L}(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{TR}{L} & T\omega_e(k) \\ -T\omega_e(k) & 1 - \frac{TR}{L} \end{bmatrix}; \mathbf{N}(k) =$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T\psi_r\omega_e(k)}{L} \end{bmatrix}; \mathbf{M}(k) = \begin{bmatrix} \frac{T}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L} \end{bmatrix}.$$

将式(6)中的 g 对 $u_d(k+1)$ 、 $u_q(k+1)$ 做偏导可得:

$$\frac{\partial g}{\partial u_{dq}(k+1)} = -2\mathbf{M}(k) \begin{bmatrix} h_d(k+1) \\ h_q(k+1) \end{bmatrix} + 2\mathbf{M}^2(k) \begin{bmatrix} u_d(k+1) \\ u_q(k+1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

根据成本函数最小原则,令 $\frac{\partial g}{\partial u_{dq}(k+1)} = 0$ 可得理想电压矢量为

$$\begin{bmatrix} u_d(k+1) \\ u_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L}{T} & 0 \\ 0 & \frac{L}{T} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} - \mathbf{L}(k) \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} - \mathbf{N}(k) \right\} \quad (8)$$

为了获得该预测参考电压矢量的相位角,将理想电压矢量变换到 α - β 坐标系,表达式如下所示:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(k+1) \\ u_\beta(k+1) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d(k+1) \\ u_q(k+1) \end{bmatrix} \quad (9)$$

将空间电压矢量重新划分为 6 个扇区,如图 3 中虚线所示,其中 I~IV 表示第 1 到第 6 扇区,每个扇区的角度为 $\pi/3$ 。通过判断理想电压矢量 u_s 所在扇区,选取候选电压矢量。以 u_s 落在 I 扇区为例,在非零电压矢量中,显然只有 u_1 与 u_5 之间的误差幅值最小,候选电压矢量只能是 u_1 、 u_5

(或 u_7)。这表明,每个控制周期中,仅选择扇区包括的 2 个电压矢量作为候选矢量,可以有效减少计算量。

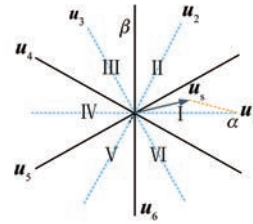


图 3 两电平逆变器的电压矢量

3.2 最优电压矢量选择

在采用基于扇区的候选电压矢量选择方法之后,电压预测轨迹外推过程中预测误差较大的电压矢量已经被排除。因此,在对两个控制周期内的电压矢量进行择优时,只需要在上文所选择的候选电压矢量中选择,如图 4 所示。

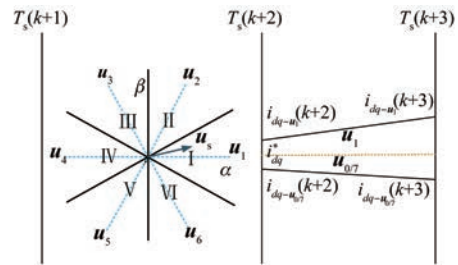


图 4 改进型 MPC 矢量选择示意图

图 4 中, $i_{dq-u_1}(k+2)$ 、 $i_{dq-u_{07}}(k+2)$ 为候选电压矢量作用后的 $k+2$ 时刻的预测电流, $i_{dq-u_1}(k+3)$ 、 $i_{dq-u_{07}}(k+3)$ 为将电压矢量的预测轨迹外推到 $T_s(k+3)$ 时刻的预测电流。

首先,根据 $k+2$ 时刻的预测电流和一拍延迟补偿预测式(4),通过下式计算出 $k+3$ 时刻的预测电流:

$$\begin{cases} i_d(k+3) = i_d^p(k+2) + \frac{T_s}{L_s} [u_d(k+2) - Ri_d^p(k+2) + E_d(k+2)] \\ i_q(k+3) = i_q^p(k+2) + \frac{T_s}{L_s} [u_q(k+2) - Ri_q^p(k+2) + E_q(k+2)] \end{cases} \quad (10)$$

式中: $i_d(k+3)$ 和 $i_q(k+3)$ 分别为第 $k+3$ 时刻候选电压矢量的 d 、 q 轴电流预测值; $E_d(k+2) = w_e(k)L_s i_q^p(k+2)$; $E_q(k+2) = -w_e(k)L_s i_d^p(k+2)$

$-w_e(k)\psi_f$ 。

将候选电压矢量代入式(10),计算出预测电流并代入如下所示的成本函数:

$$g = [i_d^* - i_d(k+3)]^2 + [i_q^* - i_q(k+3)]^2 \quad (11)$$

选择成本函数最小时相对应的电压矢量作为最优电压矢量,并在下一个控制周期应用。详细的实现步骤总结如下:

(1) 在 $T_s(k)$ 时刻采样定子电流 $i_{dq}(k)$ 并已知定子电压 $u_{dq}(k)$ 在 $k-1$ 时刻的计算结果,由预测式(2)计算出 $k+1$ 时刻的电流预测值 $i_{dq}(k+1)$ 。

(2) 由第 1 步已知 $i_{dq}(k+1)$ 及电流给定 $i_s^*(k+2)$,假设 $i_s^*(k+1) = i_s^*(k+2) = i_s^*(k+3)$,由式(6)~式(9)计算出 $k+2$ 时刻所需理想电压矢量 u_s 并判定所在电压矢量扇区,选出候选电压矢量。

(3) 将第 2 步所得候选电压矢量代入式(4)求出 $k+2$ 时刻的预测电流值 $i_{dq}(k+2)$ 。

(4) 将第 3 步求得的 $k+2$ 时刻的电流预测值和第 2 步求得的候选电压矢量代入式(10),可以求得 $k+3$ 时刻的电流预测值 $i_{dq}(k+3)$ 。

(5) 将第 4 步已知的 $k+3$ 时刻的电流预测值 $i_{dq}(k+3)$ 代入成本函数式(11),从候选电压矢量中选择出最优电压矢量作用于电机。

4 仿真分析

为验证本文所提的 PMSM 改进型 MPCC 方法的有效性,在 MATLAB 中搭建了 PMSM 仿真模型。其中,控制频率设置为 20 kHz。PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 参数表

| 参数名称 | 参数值 |
|---|----------|
| 定子电阻 R_s/Ω | 2.1 |
| d - q 轴电感/mH | 5.6 |
| 极对数 p | 2 |
| 永磁磁链 ψ_f/Wb | 0.298 |
| 转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$ | 0.000 46 |
| 额定功率 P_n/kW | 1.5 |
| 额定电压 V_{dc}/V | 310 |
| 额定转速 $n_r/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$ | 2 400 |

下面针对传统 MPCC 和改进型 MPCC 进行仿真对比分析。仿真条件设置为电机给定转速 1 000 r/min,负载转矩 5 N·m,仿真时长 1 s。传统 MPCC 和改进型 MPCC 的仿真结果如图 5~图 8 所示。

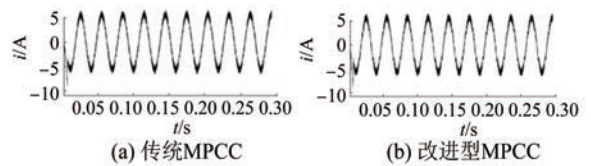


图 5 相同控制频率下定子相电流波形

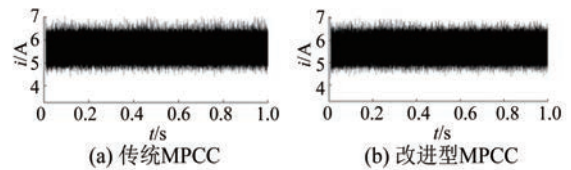


图 6 相同控制频率下 q 轴电流波形

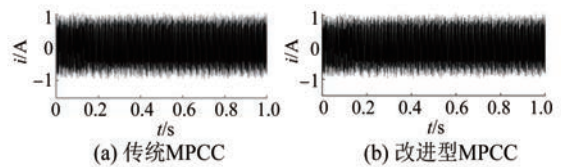


图 7 相同控制频率下 d 轴电流波形

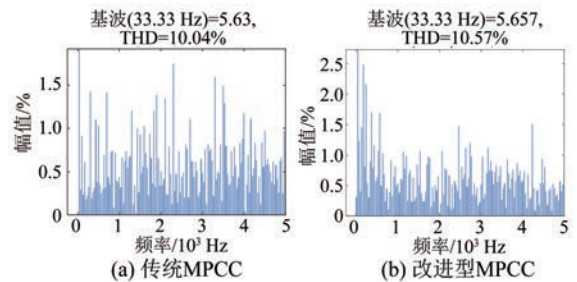


图 8 相同控制频率下 THD

由图 5~图 8 的波形对比可知,传统 MPCC 在 1 000 r/min 时相电流的总谐波失真 (THD) 为 10.04%。改进型 MPCC 方法在 1 000 r/min 时相电流的 THD 为 10.57%,比传统 MPCC 的 THD 略有增加。

为了更全面地比较两种方法,在 500、1 000、1 500、2 000 以及 2 400 r/min 情况下对两种方法分别进行仿真对比分析,结果如图 9 所示。

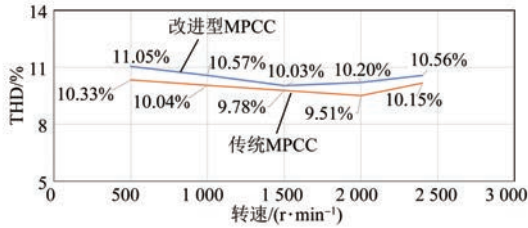


图9 不同转速相电流 THD 对比

由图9可知,在相同控制频率下,传统MPCC的相电流THD略低于改进型MPCC。因此相同控制频率下,传统MPCC的稳态控制性能略优于改进型MPCC。

为了更加深入地比较两种控制方法,这将两种方法的平均开关频率进行对比分析,如图10所示。

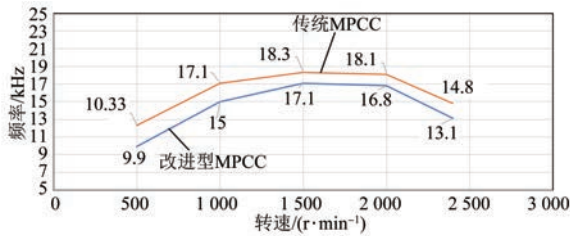


图10 不同转速下平均开关频率对比

由图10可知,改进型MPCC方法的平均开关频率在各转速段均低于传统MPCC。由此可见,相比于传统MPCC,改进型MPCC可有效降低逆变器的开关频率。

为了进一步验证改进型MPCC方法的稳态控制性能,将两种控制方法置于近似相同的平均开关频率下进行仿真测试。给定转速1000 r/min,负载转矩 $T_L = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$,根据图10将开关频率保持在15 kHz。传统MPCC和改进型MPCC的仿真结果如图11~图14所示。

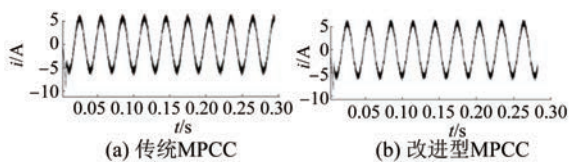


图11 定子相电流波形

由图11~图14可知,将两种控制方法的平均开关频率设置为近似相同后,传统MPCC的相电

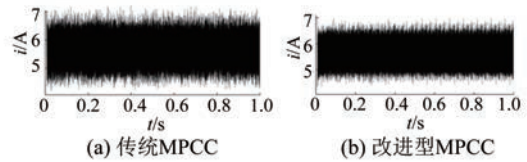


图12 q轴电流波形

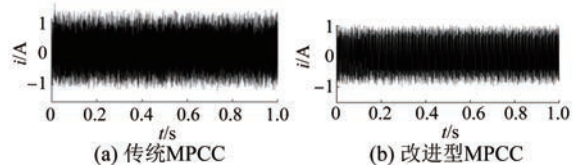


图13 d轴电流波形

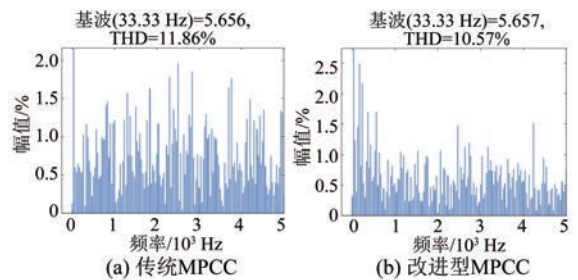


图14 相电流 THD 分析

流THD从10.04%上升到了11.86%。而改进型MPCC方法,在该工况下的相电流THD为10.57%,小于传统MPCC。同时,改进型MPCC方法的d、q轴电流纹波也比传统MPCC有所改善。

将两种控制方法在各速度段均设置为近似相同的平均开关频率,并进行仿真测试,其结果如图15所示。

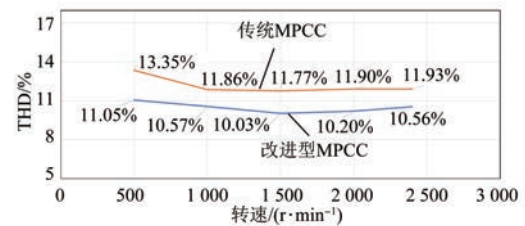


图15 不同转速相电流 THD 对比

由图15可知,在各速度段下,改进型MPCC方法相电流THD始终低于传统MPCC。这表明,在近似相同的开关频率下,改进型MPCC可以获得比传统MPCC更好的稳态控制效果。

为分析不同负载对平均开关频率的影响,对两

种方法进行不同负载转矩的仿真对比,给定转速 1 000 r/min,负载转矩分别为 1、2、3、4、5 N·m。观察两种方法所对应的平均开关频率,如图 16 所示。

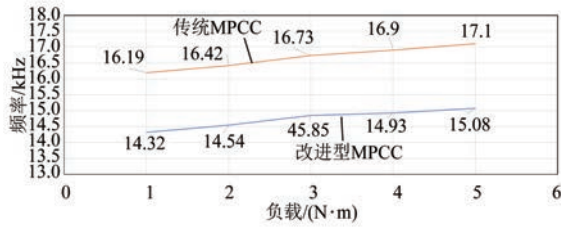


图 16 相同转速不同负载开关频率对比

由图 16 可以看到,随着负载转矩的增大,两种方法的开关频率均有所增加,但改进型 MPCC 的平均开关频率始终低于传统 MPCC。

为说明改进型 MPCC 稳态性能的一般性,给定转速 1 000 r/min,在近似相同的平均开关频率下,对比两种方法在不同负载转矩下的电流 THD,如图 17 所示。

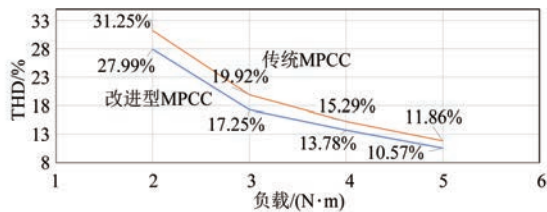


图 17 不同负载转矩下的电流 THD

仿真结果表明,不同转速以及不同负载转矩下,改进型 MPCC 方法均能获得较低的 THD,这说明在近似相同的开关频率条件下,改进型 MPCC 方法具有更好的电流控制性能。

对仿真系统做突加负载测试。电机给定转速为 2 400 r/min,给定转速斜率设为 6 000 r·min⁻¹/s,系统负载 2 N·m 启动,在 t=1 s 时突增负载 5 N·m。仿真结果如图 18~图 20 所示。

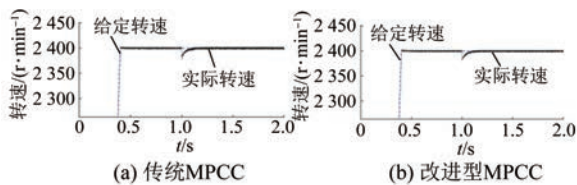


图 18 突加 5 N·m 转速波形

对仿真系统做给定转速突增、突减测试。给

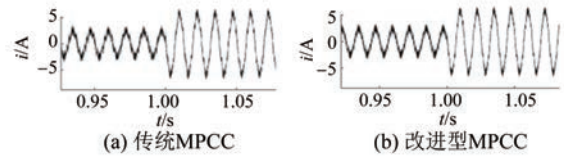


图 19 突加 5 N·m 定子相电流波形

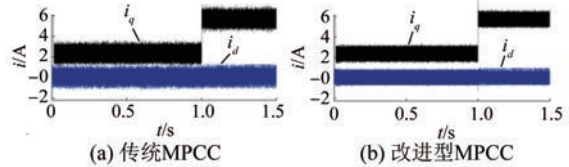


图 20 突加 5 N·m 时 d-q 轴电流波形

定转速为 1 500 r/min,负载转矩为 2 N·m。1 s 时分别对给定转速突增和突减 500 r/min。仿真结果如图 21 和图 22 所示。

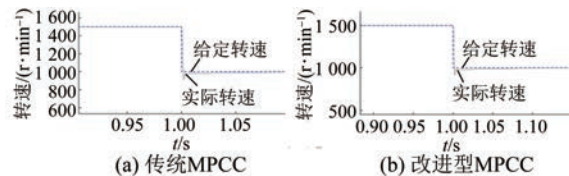


图 21 给定转速突减 500 r/min 转速波形

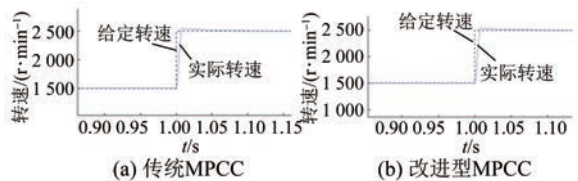


图 22 给定转速突增 500 r/min 转速波形

由图 18~图 22 波形的对比可知,在对电机进行突加负载和突增或突减给定转速时,改进型 MPCC 和传统 MPCC 均能够快速恢复至稳态。这表明改进 MPCC 和传统 MPCC 具有相同的动态性能。

5 结 语

为了平衡 MPCC 稳态控制性能与开关频率之间的矛盾,在传统 MPCC 的基础上,提出了一种改进型 PMSM 单矢量 MPCC 方法。该方法将两个控制周期的控制性能视为一个整体,选择相同的电压矢量作为两个控制周期的最优电压矢量,使相邻周期最优电压矢量尽量相同,来降低逆变器的开关频率。并通过计算参考电压向量所在扇区

的方式来确定候选电压向量,减小了计算量。仿真结果表明,在相同的控制频率下,改进型 MPCC 方法,可以有效地降低开关频率。此外,在开关频率近似相等的情况下,改进型 MPCC 方法可以有效改善电流控制性能。

【参考文献】

- [1] 郭磊磊,张兴,杨淑英,等.一种改进的永磁同步发电机模型预测直接转矩控制方法[J].中国电机工程学报,2016,36(18):5053.
- [2] CHEN H C, CHEN K Y, CHEN W Y. High efficiency current control methods based on multidimensional feedback quantization and its application to three phase PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (11): 5820.
- [3] 徐艳平,雷亚洲,马灵芝,等.基于反推控制的永磁同步电机新型直接转矩控制方法[J].电工技术学报,2015,30(10):83.
- [4] 黄林森,赵文祥,吉敬华,等.稳态性能改善的双三相永磁电机直接转矩控制[J].电工技术学报,2022,37(2):355.
- [5] 史婷娜,张维,肖萌,等.基于矢量作用时间的永磁同步电机预测电流控制[J].电工技术学报,2017,32(19):1.
- [6] 吕帅帅,林辉,马冬麒.基于最优占空比调制的永磁同步电机直接转矩控制[J].电工技术学报,2015,30(S1):35.
- [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] 王伟华,肖曦,丁有爽.永磁同步电机改进电流预测控制[J].电工技术学报,2013,28(3):50.
- [9] WANG X, SUN D. Three-vector-based low-complexity model predictive direct power control strategy for doubly fed induction generators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (1): 773.
- [10] 徐艳平,王极兵,张保程,等.永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J].电工技术学报,2018,33(5):980.
- [11] ZHANG Z, FANG H, GAO F, et al. Multiple-vector model predictive power control for grid-tied wind turbine system with enhanced steady-state control performance [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6287.
- [12] YAN Y, WANG S, XIA C, et al. Hybrid control set-model predictive control for field-oriented control of VSI-PMSM [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(4): 1622.
- [13] WANG X, SUN D. Three-vector-based low-complexity model predictive direct power control strategy for doubly fed induction generators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (1): 773.
- [14] ZHANG X, HE Y. Robust model predictive direct speed control for SPMSM drives based on full parameters and load observer [C] // 2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2019.
- [15] 徐艳平,王极兵,周钦,等.永磁同步电动机双优化三矢量模型预测电流控制[J].中国电机工程学报,2018,38(6):1857.
- [16] ZHANG X, ZHAO Z. Multi-stage series model predictive control for PMSM Drives [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(7): 6591.
- [17] 张闻涛,杨玮林,等.基于最小二乘法的永磁同步电机多步预测控制[J].电子测量技术,2020,43(6):58.