

改进的永磁同步电机双矢量模型预测转矩控制^{*}

刘述喜^{1,2}, 孙超俊¹, 杜文睿¹, 程楠格¹

(1. 重庆理工大学 电气与电子工程学院, 重庆 400054;

2. 重庆市能源互联网工程技术研究中心, 重庆 400054)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)传统模型预测转矩控制(MPTC)权重系数设置复杂、转矩和磁通脉动大的问题,提出了一种改进的PMSM双矢量MPTC方法。该方法扩展虚拟矢量以增加候选电压矢量,结合电压矢量作用于转矩和磁链的原则,减少选择候选矢量的计算量。同时,针对转矩无差拍和磁通无差拍,运用候选矢量的转矩占空比和磁通占空比构造了优化规则代替传统预测转矩控制中的代价函数,避免权重系数的整定问题。仿真结果表明,所提改进方法不仅提高稳态性能,而且能保持MPTC动态响应迅速的特点。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测转矩控制; 双矢量; 无权重系数

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)06-0030-07

doi: 10.12177/emca.2021.030

Improved Dual-Vector Model Predictive Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor^{*}

LIU Shuxi^{1,2}, SUN Chaojun¹, DU Wenrui¹, CHENG Nange¹

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology,

Chongqing 400054, China;

2. Chongqing Energy Internet Engineering Technology Research Center, Chongqing 400054, China)

Abstract: The setting of weight coefficients of permanent magnet synchronous motor (PMSM) traditional model predictive torque control (MPTC) is cumbersome, and torque and magnetic flux pulsations are large. In order to solve these problems, an improved dual-vector MPTC method of PMSM is proposed. The method expands the virtual vector to increase the candidate voltage vector, and the principle that the voltage vector acts on the torque and flux linkage is used to reduce the calculation amount of selecting the candidate vector. For torque deadbeat and magnetic flux deadbeat, optimization rules are constructed by using the torque duty cycle and flux duty cycle of the candidate vector to replace the cost function in the traditional predictive torque control, avoiding the problem of setting weight coefficients. The simulation results show that the proposed method not only improves the steady-state performance, but also maintains the rapid dynamic response of MPTC.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive torque control (MPTC); dual-vector; no weight coefficient

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有结构简单、高效

率、高功率密度和可靠运行等特点,广泛应用于多个领域^[1]。当前PMSM控制方法主要有矢量控制和直接转矩控制。虽然矢量控制得到广泛应

收稿日期: 2021-03-04; 收到修改稿日期: 2021-04-14

* 基金项目: 重庆市教委科学技术研究项目(KJZD-K201901102)

作者简介: 刘述喜(1969—),男,博士,教授,研究方向为电力传动及其控制、拓扑建模仿真。

孙超俊(1997—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制。

用,但动态响应较差,且严重依赖参数整定。直接转矩控制结构简单,可实现快速动态响应,但仍存在转矩脉动过大,开关频率不固定的问题^[2]。模型预测转矩控制(MPTC)凭借其控制结构简单,容易实施,动态响应快速的优势,吸引了众多学者对其深入研究^[3]。

传统的MPTC通过逆变器产生开关状态,并利用有限开关状态所代表的电压矢量去预测下一时刻的转矩和磁链,将代价函数作为预测值的评价标准,选取使代价函数最小的电压矢量作为最优矢量作用于电机^[4]。该方法在一个周期内只有一个电压矢量作用,并且变换器只产生7个电压矢量,转矩纹波依然较大。文献[5]提出了占空比MPTC,将传统MPTC采样周期分为2段时间,有效电压矢量作用一段时间,其余时间由零矢量代替,从而减小转矩纹波。文献[6]提出了一种改进占空比MPTC方法,通过将矢量选择和作用时间并行优化,在减小采样频率的同时获得更好的低速性能。

以上方法虽然对系统性能进行优化,但是均需以电磁转矩和定子磁链为控制变量。代价函数通常由转矩误差和定子磁链误差2个分量组成,由于两者具有不同的量纲,难以通过设计权重系数平衡代价函数中转矩和磁链的控制性能。目前权重系数的设计缺少扎实的理论基础,需要庞杂的仿真和实验得出^[7]。文献[8]提出转矩脉动最小化原理优化计算权重系数的方法。该方法有所优化,但其计算公式复杂,计算难度过大。文献[9]提出将磁链和转矩之间权重系数的整定调整为定子磁链控制。但该方法设计过程复杂,实施困难。

针对传统MPTC权重系数整定复杂和转矩脉动问题,以内置式永磁同步电机(IPMSM)为例,提出了一种改进的IPMSM双矢量MPTC。依托6个有效虚拟矢量来增加候选矢量,转矩和磁链经过转矩电压矢量作用产生,减小候选矢量数量,从而减小计算量。以无差拍转矩控制和无差拍磁链控制为基础,选择对应占空比优化方式。比较两者占空比优化值,根据所提优化策略找寻最优矢量,从而解决了转矩和磁链所占比重的权重系数难以整定的问题。最后利用MATLAB/Simulink进行验证,仿真结果表明所提改进方法与传统

MPTC相比,不仅能提高稳态性能,而且能保留MPTC动态性能优越的特点。

1 IPMSM的数学模型

IPMSM因其永磁体嵌入转子内,与表贴式电机相比,功率密度和动态性能有所提高。构建IPMSM d - q 坐标系下数学模型^[10],其中 d - q 轴电压方程为

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega_e \\ \omega_e & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: U_d 、 U_q 为电机定子电压的 d 、 q 轴分量; ψ_d 、 ψ_q 为电机定子磁链的 d 、 q 轴分量; R_s 为电机的定子相电阻; p 为微分算子。

并且有:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: L_d 、 L_q 分别为电机的 d 、 q 轴电感; ψ_f 为电机的永磁体磁链。

电磁转矩可表示为

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

式中: p 为永磁同步电机的极对数。

2 传统MPTC策略

2.1 传统MPTC原理

系统原理图如图1所示,运用坐标变换将定子三相电流变为定子电流的 d 、 q 轴分量,经过延时补偿后得到 $k+1$ 时刻定子电流 $i_s(k+1)$ 。以转矩和磁链为目标,将逆变器产生的电压矢量代入预测方程得到 $T_e(k+2)$ 和 $\psi_s(k+2)$,并将速度环通过PI调节器产生的转矩参考值 T_e^* 和定子磁链参考值为 ψ_s^* 代入代价函数,并选取使代价函数结果最小的电压矢量,通过逆变器作用于电机。

2.2 控制延时补偿

由式(3)可以看出,电磁转矩 T_e 的预测是基于当前时刻(k 时刻)的电流 $i_s(k)$,但由于数字控制系统存在一拍延迟^[11],所选择的最优矢量要到下一时刻($k+1$ 时刻)才会被输出。从而导致逆变器应用上一时刻开关状态,增加转矩和磁链脉动。因此,需要以 $k+1$ 时刻的变量作为初始值对 $k+2$ 时刻的变量进行预测,从而消除一拍延迟影响。

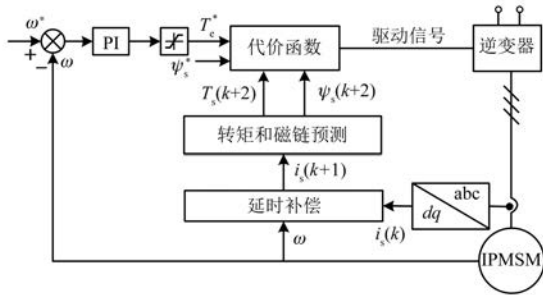


图1 传统MPTC的原理框图

将式(1)所示的电机数学模型运用前向欧拉法将其离散化,可得:

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{1}{L_d}[-R_s i_d(k) + \omega_e(k)L_q i_q(k) + U_d(k)]T_s \quad (4)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{1}{L_q}[-R_s i_q(k) - \omega_e(k)L_d i_d(k) - \omega_e(k)\psi_f + U_q(k)]T_s \quad (5)$$

式中: T_s 为系统控制周期; $U_d(k)$ 、 $U_q(k)$ 分别为 k 时刻采样电压值 $U(k)$ 所对应的 d 、 q 分量。

由式(4)、式(5)可知,利用 k 时刻的采样电流 $i_s(k)$ 和输出的电压矢量代入式(4)、式(5)预测出 $k+1$ 的电流值。将 $i_s(k+1)$ 代入式(2)、式(3)得到 $k+1$ 时刻转矩 $T_e(k+1)$ 和磁链 $\psi_s(k+1)$, 以 $k+1$ 时刻变量作为初值对 $k+2$ 时刻变量预测。

2.3 最优矢量选择

传统MPTC中,采样频率较高,可认为短时间转矩和磁链变化不大,即近似认为 $T_e^*(k) = T_e^*(k+2)$ 、 $\psi_s^*(k) = \psi_s^*(k+2)$ 。由于本仿真采用较长采样时间 $T_s = 100 \mu s$, 此处采用拉格朗日二阶外推法并考虑延迟补偿,将 $k+2$ 时刻参考值表示为

$$T_e^*(k+2) = 6T_e^*(k) - 8T_e^*(k-1) + 3T_e^*(k-2) \quad (6)$$

$$\psi_s^*(k+2) = 6\psi_s^*(k) - 8\psi_s^*(k-1) + 3\psi_s^*(k-2) \quad (7)$$

并将经过延时补偿之后得到的 $k+1$ 时刻转矩和磁链初值代入预测方程求出 $k+2$ 时刻变量,将其代入代价函数式(8)中。找寻最小代价函数所对应的电压矢量作为最优矢量。

$$g(n) = |T_e^*(k+2) - T_e(k+2)| + \lambda |\psi_s^*(k+2) - \psi_s(k+2)| \quad (8)$$

式中: λ 为权重系数; $T_e^*(k+2)$ 和 $\psi_s^*(k+2)$ 分别为 $k+2$ 时刻转矩和磁链参考值。

3 改进的双矢量MPTC策略

为了减小传统MPTC转矩和磁链脉动,添加虚拟电压矢量。建立定子磁链定向的旋转坐标系,并将其划分为4个扇区,通过确定扇区来缩小候选电压矢量的范围。利用备选矢量的转矩占空比和磁链占空比,构建新的寻优规则,代替代价函数,避免权重系数整定。结果表明,候选电压矢量和计算量减少。

3.1 虚拟矢量和旋转扇区

传统MPTC将电压矢量空间划分为6个扇区,并包含6个有效电压矢量和2个零矢量。将其中6个有效电压矢量 u_1 、 u_2 、 u_3 、 u_4 、 u_5 、 u_6 作为最基本矢量。基本矢量空间分布如图2所示。

虚拟电压矢量通过相邻2个基本矢量进行合成,从而使候选矢量变为12个。新增矢量分别表示为 u_7 、 u_8 、 u_9 、 u_{10} 、 u_{11} 、 u_{12} 。将电压矢量扇区平均分为4个小扇区,每个扇区均为 90° ,且均包含3个候选矢量。电压矢量扇区和候选矢量划分如图3所示。

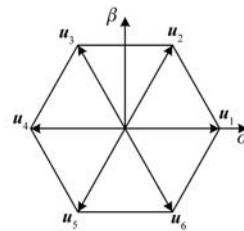


图2 基本矢量空间分布图

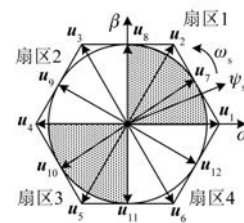


图3 电压矢量扇区和候选矢量划分图

图4所示为定子电压矢量作用图,将式(2)进一步表示为^[12]

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_s \cos \delta_{sf} \\ \psi_q = \psi_s \sin \delta_{sf} \end{cases} \quad (9)$$

式中: ψ_s 为定子磁链; δ_{sf} 为负载角,其由定子磁链

矢量 ψ_s 和永磁体磁链矢量 ψ_f 得出。

将式(2)和式(9)代入式(3)得:

$$T_e = \frac{3}{2}p \left[\frac{\psi_f \psi_s}{L_d} \sin \delta_{sf} + \frac{L_d - L_q}{2L_d L_q} \psi_s^2 \sin 2\delta_{sf} \right] \quad (10)$$

式(10)表明,若定子磁链 ψ_s 不变,则转矩仅与负载角 δ_{sf} 有关,改变负载角 δ_{sf} 即可改变电磁转矩 T_e 。由于负载角 δ_{sf} 增量表示为

$$\Delta \delta_{sf} = \int (\omega_s - \omega_r) dt \quad (11)$$

式中: $\Delta \delta_{sf}$ 为负载角增量; ω_s 为定子磁链旋转速度。

根据式(11)可知,通过改变 ω_s 和 ω_r 的大小即可改变负载角增量 $\Delta \delta_{sf}$,从而进一步改变电磁转矩 T_e 。根据图4可知,每个候选矢量 u_n 可分解为径向分量 u_{sr} 和切向分量 u_{sn} ,其表达式为

$$\begin{cases} u_{sr} = \frac{d|\psi_s|}{dt} \\ u_{sn} = \omega_s |\psi_s| \end{cases} \quad (12)$$

式(12)中,径向分量 u_{sr} 保持定子磁链 ψ_s 相位不变,切向分量 u_{sn} 保持定子磁链 ψ_s 幅值不变。控制径向分量 u_{sr} 可以改变定子磁链 ψ_s 大小,控制切向分量 u_{sn} 可以改变定子磁链 ψ_s 的转速 ω_s 。

故根据定子电压矢量与定子磁链矢量轨迹变化原理,转矩和磁链可由扇区1中矢量作用而同时增大;由扇区3中矢量作用而同时减小;由扇区2中矢量作用增大转矩,减小磁链;由扇区4中矢量作用减小转矩,增大磁链。

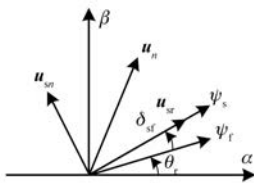


图4 候选矢量 U_n 坐标分解图

定义转矩误差 $T_{e(err)}$ 为转矩参考值 T_e^* 和转矩测量值 T_e 的差值。同理,可得磁链误差 $\psi_{s(err)}$ 定义。通过确定转矩误差 $T_{e(err)}$ 和磁链误差 $\psi_{s(err)}$ 是否大于0,即可判定所在扇区序号。例如,当转矩误差 $T_{e(err)} > 0$,磁链误差 $\psi_{s(err)} > 0$,此时参考值大于测量值。表明此时选择可以同时增大转矩和磁链的矢量,从而使测量值追踪给定参考值。结

合图3和图4可以得出,位于1扇区的候选矢量可以增大转矩和磁链。此时,备选矢量个数由12个缩小为3个,减少候选矢量的同时,极大地减小了计算量。其他情形同理可得,扇区选择规则如表1所示。

表1 扇区选择规则表

扇区	$T_{e(err)}$	$\psi_{s(err)}$
1	$T_{e(err)} > 0$	$\psi_{s(err)} > 0$
2	$T_{e(err)} > 0$	$\psi_{s(err)} < 0$
3	$T_{e(err)} < 0$	$\psi_{s(err)} > 0$
4	$T_{e(err)} < 0$	$\psi_{s(err)} < 0$

确定扇区位置后,可通过磁链位置角选择候选矢量。以1号扇区为例,其电压矢量选择表如表2所示。

表2 候选矢量表

$\angle \psi_s$	扇区1	$\angle \psi_s$	扇区1
$0^\circ \sim 30^\circ$	u_1, u_7, u_2	$180^\circ \sim 210^\circ$	u_4, u_{10}, u_5
$30^\circ \sim 60^\circ$	u_7, u_2, u_8	$210^\circ \sim 240^\circ$	u_{10}, u_5, u_{11}
$60^\circ \sim 90^\circ$	u_2, u_8, u_3	$240^\circ \sim 270^\circ$	u_5, u_{11}, u_6
$90^\circ \sim 120^\circ$	u_8, u_3, u_9	$270^\circ \sim 300^\circ$	u_{11}, u_6, u_{12}
$120^\circ \sim 150^\circ$	u_3, u_9, u_4	$300^\circ \sim 330^\circ$	u_6, u_{12}, u_1
$150^\circ \sim 180^\circ$	u_9, u_4, u_{10}	$330^\circ \sim 360^\circ$	u_{12}, u_1, u_7

3.2 传统占空比计算

文献[6]提出传统占空比计算。首先通过价值函数选择最优矢量,该最优矢量使转矩和磁链误差和在下一个控制周期最小。其中,矢量占空比根据转矩误差计算。然后,通过将占空比与模型预测控制结合,优化一个周期内单个电压矢量作用引起的转矩和磁链脉动。然而此方法在2种情况下不能很好起作用:(1)与转矩和磁通相对应的矢量占空比之间的差值过大,以至于无法通过调节占空比来平衡转矩和磁链的控制性能;(2)当占空比为1时,最优矢量可以获得最佳控制性能,此时占空比调节无调节作用,转矩和磁通没有达到参考值。本文考虑了占空比计算和最优矢量选择,以解决上述问题。

在一个控制周期中,转矩和磁链的变化量被表示为 ΔT 和 $\Delta \psi$ 。在零电压矢量的作用下,转矩和磁链的变化近似为0。当转矩误差为0,相应矢

量的占空比也为 0。因此,转矩和磁链在一个控制周期结束后可以表示为

$$\begin{cases} T_e(k+1) = T_e(k) + \Delta_T D_T = T_e^* \\ \psi_s(k+1) = \psi_s(k) + \Delta_\psi D_\psi = \psi_s^* \end{cases} \quad (13)$$

转矩和磁链的占空比可以表示为

$$\begin{cases} D_T = [T_e^* - T_e(k)] / \Delta_T = T_{e(err)} / \Delta_T \\ D_\psi = [\psi_s^* - \psi_s(k)] / \Delta_\psi = \psi_{s(err)} / \Delta_\psi \end{cases} \quad (14)$$

转矩变化量 Δ_T 和磁链变化量 Δ_ψ 可以表示为

$$\begin{cases} \Delta_T = T_e(k+2) - T_e(k+1) \\ \Delta_\psi = \psi_s(k+2) - \psi_s(k+1) \end{cases} \quad (15)$$

式中: $T_e(k+1)$ 和 $\psi_s(k+1)$ 为加入延迟补偿后 $k+1$ 时刻的转矩和磁通,并通过式(1)~式(5)可以预测 $k+2$ 时刻的转矩 $T_e(k+2)$ 和磁通 $\psi_s(k+2)$ 。

3.3 最优矢量选择

如图 3 和表 2 所示,3 个候选矢量由所在扇区决定。3 个候选矢量的转矩和磁链变化量分别表示为 $\Delta_{T1}, \Delta_{T2}, \Delta_{T3}$ 和 $\Delta_{\psi1}, \Delta_{\psi2}, \Delta_{\psi3}$ 。转矩占空比 D_{T1}, D_{T2}, D_{T3} 和磁链占空比 $D_{\psi1}, D_{\psi2}, D_{\psi3}$ 由式(14)计算得出,且数值被限幅在 0~1 之间。当主要控制目标为转矩时,由占空比确定的最优矢量选择规则如下:

规则 1:当 $D_{T1} = D_{T2} = D_{T3} = 1$ 时,即等于没有加入占空比环节,3 个矢量均不能使转矩在一个控制周期内达到参考值。此时,令转矩变化量最大的电压矢量作为最优矢量,同时占空比为 1。

规则 2:当 D_{T1}, D_{T2}, D_{T3} 其中一个 < 1 时,相应的矢量可以使转矩达到参考值。则选择该矢量作为最优矢量,其转矩占空比为最优矢量占空比。

规则 3:当 D_{T1}, D_{T2}, D_{T3} 3 者均 < 1 时,这表明 3 个矢量均可以让转矩达到参考值。此时选择 3 个矢量中磁链和转矩占空比差值最小的矢量作为最优电压矢量,其对应的转矩占空比作为最优占空比。

规则 4:当 D_{T1}, D_{T2}, D_{T3} 其中 2 个 < 1 时,即这 2 个矢量均可以使得转矩达到参考值。此时最优矢量的选择同规则 3。

具体规则如表 3 所示。 $u_{\min(1,2)}$ 是在 2 个候选矢量 1 和矢量 2 作用下转矩和磁链占空比差值最小的电压矢量。 $D_{T\min}$ 为其差值最小所对应占空比, $u_{\max(\Delta T)}$ 转矩变化值最大情况下的电压矢量,

$u_{\min(1,2,3)}$ 是 3 个候选矢量作用下转矩和磁链占空比差值最小的电压矢量。

表 3 最优矢量选择规则表

规则	D_T	u_{opt}	D_{opt}
1	$D_{T1} = D_{T2} = D_{T3} = 1$	$u_{\max(\Delta T_e)}$	1
	$D_{T1} = D_{T2} = 1, D_{T3} \neq 1$	u_3	D_{T3}
	$D_{T1} = D_{T3} = 1, D_{T2} \neq 1$	u_2	D_{T2}
2	$D_{T2} = D_{T3} = 1, D_{T1} \neq 1$	u_1	D_{T1}
	$D_{T1} \neq 1, D_{T2} \neq 1, D_{T3} \neq 1$	$u_{\min(1,2,3)}$	$D_{T\min(1,2,3)}$
3	$D_{T1} = 1, D_{T2} \neq 1, D_{T3} \neq 1$	$u_{\min(2,3)}$	$D_{T\min(2,3)}$
	$D_{T2} = 1, D_{T1} \neq 1, D_{T3} \neq 1$	$u_{\min(1,3)}$	$D_{T\min(1,3)}$
4	$D_{T3} = 1, D_{T1} \neq 1, D_{T2} \neq 1$	$u_{\min(1,2)}$	$D_{T\min(1,2)}$

本文所提出的改进的双矢量 MPTC 方法的流程图如图 5 所示。

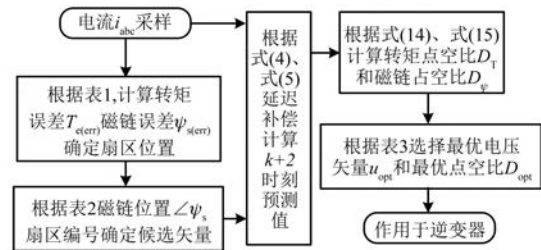


图 5 改进的双矢量 MPTC 控制方法的流程图

通过对电压矢量选择的优化,转矩的控制能力已经被改进,并且可以在一定程度上考虑磁链控制性能。该系统的控制图如图 6 所示。

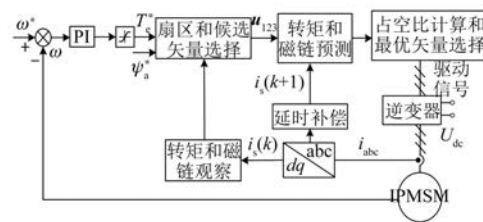


图 6 改进的双矢量 MPTC 图

4 仿真结果与分析

在 MATLAB/Simulink 中搭建相应的仿真模型,对提出改进的双矢量 MPTC 的可行性进行验证。将传统占空比 MPTC 和本文所提改进的双矢量 MPTC 分别称为 MPTC-I, MPTC-II。仿真中所用电机参数如表 4 所示。

表 4 IPMSM 参数

参数名称	参数值
额定转速 $n_N / (\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	3 540
额定转矩 $T_N / (\text{N} \cdot \text{m})$	55
d 轴电感 L_d / mH	0.12
q 轴电感 L_q / mH	0.30
永磁体磁链 ψ_f / Wb	0.063 2
定子电阻 R_s / Ω	0.004 6
极对数 p	3

为验证本文所提出改进方法对转矩和磁链控制性能的改进,对以上 2 种方法进行稳态和动态性能仿真。图 7(a)、图 7(b)所示分别为 MPTC-I 和 MPTC-II 2 种策略的满载工况下转矩、定子磁链、单相电流仿真波形。仿真中,IPMSM 的转速设定为 3 000 r/min,转矩设定为 55 N·m,采样频率为 10 kHz。

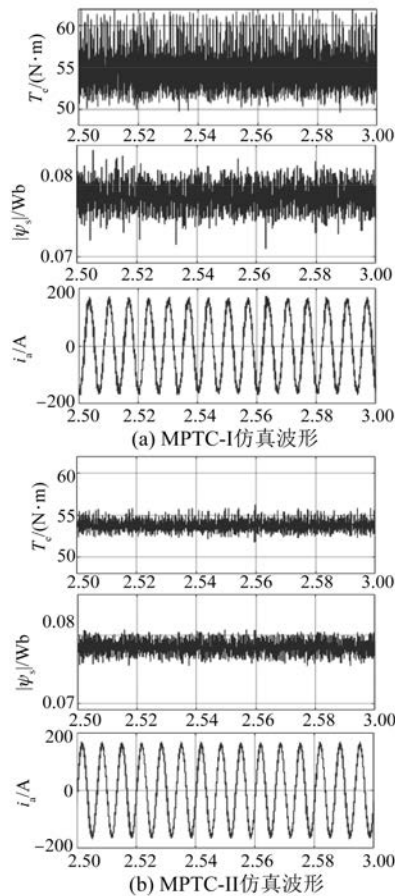


图 7 稳态仿真波形对比

通过对比图 7(a)和图 7(b)可以看出,本文中所提出的双矢量 MPTC 策略下的转矩脉动明显低于传统占空比控制策略,定子磁链波形更加稳定,单相电流波形更加平滑。

图 8(a)、图 8(b)所示分别为 MPTC-I 和 MPTC-II 2 种控制策略在 1 s 时突加负载的转矩、定子磁链和单相电流仿真波形。电机从 0 r/min 加速到额定转速 3 540 r/min,在 1 s 时将额定负载 55 N·m 加载到电机。

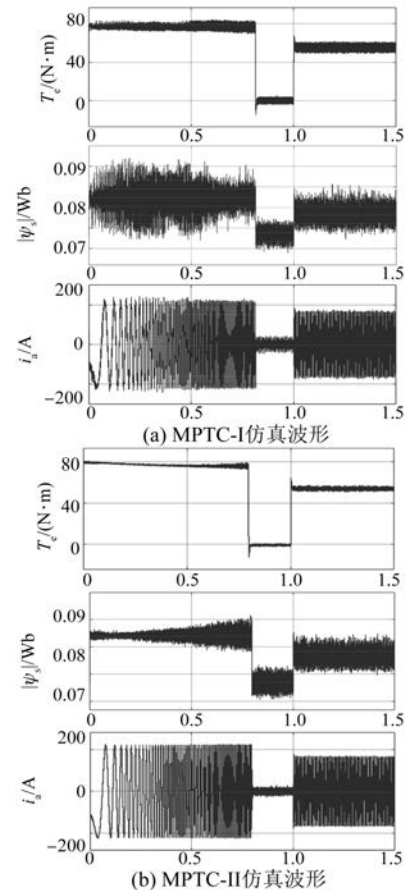


图 8 动态仿真波形对比

通过对比图 8(a)和图 8(b)可以看出,电机在 2 种方法下均能稳定启动,转矩和磁链可以快速跟踪参考值。在加载额定负载 55 N·m 之后,电机能够快速达到稳定状态,说明系统拥有良好的抗扰动能力。但是在 MPTC-I 中转矩和磁链的扰动要大于 MPTC-II。原因是在 MPTC-I 中占空比大多数时间为 1。由图 9 可以看出,当占空比为 1 时,代价函数判断出的最优矢量并非理想矢量,转矩或磁链无法快速跟随,占空比会达到极限。而 MPTC-II 中所采用的矢量可能不一定为最优矢量,但是由于占空比调节的存在,其占空比在 0~1 之间改变,转矩和磁链可以很好地跟踪参考值。所提 MPTC-II 在动态性能不变的同时,转矩和磁链控制性能均得到改善。

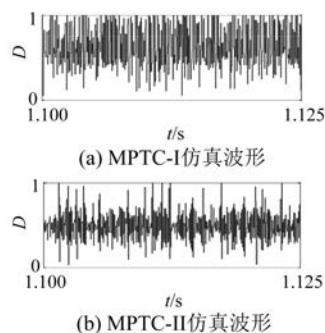


图9 占空比仿真波形对比

5 结 语

本文提出了一种改进的双矢量 MPTC 方法。该方法引入了虚拟矢量,建立了旋转坐标系,运用转矩占空比和磁链占空比的逻辑关系取代传统代价函数判定最优矢量,避免了权重系数整定的问题。与方法 MPTC-I 所比较,所提方法充分利用了占空比调节功能,具有良好的转矩和磁链控制性能。仿真结果表明,所提 MPTC-II 是有效的。

【参 考 文 献】

- [1] 颜学龙,谢刚,孙天夫,等. 基于模型预测控制的永磁同步电机电流控制技术综述[J]. 电机与控制应用,2019,46(9): 1.
- [2] 谢云辉,郑常宝,胡存刚,等. 永磁同步电机模型预测的优化控制策略[J]. 电力电子技术,2019,53(7): 39.
- [3] 李耀华,苏锦仕,秦辉,等. 永磁同步电机有限控制集模型预测转矩控制系统研究[J]. 电机与控制应用,2019,46(12): 8.
- [4] 张永昌,杨海涛,魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电工技术学报,2016,31(6): 66.
- [5] XU Y, ZHOU Q, ZHANG B. A model predictive torque control strategy of PMSM with torque deadbeat duty cycle control [C] // 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016.
- [6] ZHANG Y, YANG H. Model Predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014,29(12): 6593.
- [7] 徐艳平,李园园,周钦,等. 无权重系数的双矢量模型预测转矩控制[J]. 电气传动,2018,48(5): 8.
- [8] 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.
- [9] 牛峰,韩振铎,黄晓艳,等. 永磁同步电机模型预测磁链控制[J]. 电机与控制学报,2019,23(3): 34.
- [10] 吴芳. 内置式永磁同步电机最大转矩电流比控制策略研究 [D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.
- [11] ZHANG Y, ZHU J, XU W. Analysis of one step delay in direct torque control of permanent magnet synchronous motor and its remedies [C] // 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems, 2010.
- [12] 王成元,夏加宽,孙宜标. 现代电机控制技术 [M]. 2 版. 北京:机械工业出版社,2014.
- [18] RODRIGUEZ J, CORTES P. Predictive control of power converters and electrical drives [M]. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2012.
- [19] MAMDOUH M, ABIDO M A. Efficient predictive torque control for induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9): 6757.
- [20] NORAMBUENA M, RODRIGUEZ J, ZHANG Z, et al. A very simple strategy for high-quality performance of AC machines using model predictive control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019,34(1): 794.
- [21] 刘朦,卢子广,王静. 感应电机无权值虚拟矢量模型预测转矩控制[J]. 电机与控制应用,2021,48(1):20.
- [22] 张虎,张永昌,夏波,等. 基于空间矢量调制的感应电机无速度传感器模型预测磁链控制[J]. 电工技术学报,2017,32(3):97.

(上接第 29 页)