

计及开关频率优化的永磁同步电机 模型预测转矩控制*

田朱杰, 吴晓新, 於 锋, 刘 兴
(南通大学 电气工程学院, 江苏 南通 226019)

摘 要: 为减小逆变器开关频率对永磁同步电机(PMSM)性能的影响,提出了一种计及开关频率优化的PMSM 模型预测转矩控制(MPTC)方法。建立了电磁转矩及定子磁链数学模型,并在此基础上设计了 MPTC 全速域价值函数。在全速域价值函数中加入了逆变器开关频率的限制条件,以实现恒转矩区内最大转矩电流比、恒功率区内弱磁调速并计及开关频率最优化的控制效果。仿真结果证明了所提方案不仅具有较高的动态响应性能,而且有效降低了逆变器的开关频率。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测转矩控制; 开关频率; 最大转矩电流比; 弱磁控制

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)11-0021-07

Model Predictive Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor with Switching Frequency Optimization*

TIAN Zhujie, WU Xiaoxin, YU Feng, LIU Xing
(School of Electrical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China)

Abstract: In order to reduce the influence of inverter switching frequency on the output performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM), a model predictive torque control (MPTC) method considering the switching frequency optimization for PMSM was proposed. According to the mathematical model of the electromagnetic torque and stator flux, a cost function based on the MPTC was designed. In order to implement the low switching frequency in the full speed range, a switching frequency restriction was also constructed. The control algorithm was developed in both the constant-torque operation and constant-power operation conditions, when the maximum torque per ampere and flux weakening control methods were employed, respectively. Simulation results were presented, verifying the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive torque control; switching frequency; maximum torque per ampere; flux weakening control

0 引 言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有功率密度大、体积小、调速性能好等优点,在电动汽车等新能源领域得到了广泛应用^[1]。传统高性能 PMSM 调速控制方法主要有矢

量控制(Vector Control, VC)和直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)两种。VC 方案主要思想是将定子电流分解成 $d-q$ 轴电流用以分别控制转子磁链与电磁转矩,具有较好的稳态性能,但其存在坐标变换复杂、PI 控制器参数整定困难、动态性能较差等问题^[2]; DTC 方案则以 PMSM 的转矩

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51807098);南通市科技应用研究计划项目(GY12016008)

作者简介: 田朱杰(1992—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

吴晓新(1978—),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动。

於 锋(1985—),男,博士,研究方向为永磁电机变频调速系统及电力电子技术在电动汽车中的应用。

作为控制目标,具有结构简单、转矩响应迅速、参数鲁棒性好等优点,同时存在低速运行状态下转矩脉动大、逆变器开关频率不固定等问题^[3-4]。因此,为了进一步提高 DTC 系统性能,模型预测转矩控制(Model Predictive Torque Control, MPTC)受到了研究者的广泛关注^[5-6]。

MPTC 采用转矩预测在线寻优的思想,通过实时求解价值函数,获得逆变器最优作用电压矢量,可提高系统的动态响应性能,在一定程度上可减小转矩脉动。由于 MPTC 策略在 PMSM 变频调速领域有较好的应用前景,近年来国内外诸多学者致力于 MPTC 在恒转矩区和恒功率区的研究和改进。文献[7]提出一种权重系数可调的 MPTC 评估函数,以评估结果为依据选取最优电压矢量,有效地抑制了转矩和定子磁链脉动。文献[8]研究了适用于恒转矩区的 MPTC 控制算法,构建了包括电磁转矩控制、最大转矩电流比(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)等多个优化控制目标的价值函数,获得了较高的动、稳态性能。文献[9]以 MPTC 为基础,在基速以上采用弱磁控制,获得了理想的动态响应性能。另外,为提高电机系统整体效率,需合理设计功率器件开关频率。文献[10]提出一种以开关损耗为优化目标的模型预测控制方案,有效地降低了矩阵变换器的开关损耗。文献[11]根据最小开关切换原则筛选了逆变器最优作用电压矢量,优点是一定程度上可降低逆变器的开关频率并减小 MPTC 在线计算量,缺点是所选出的最优电压矢量来自基本电压矢量的某个子集,并不能保证任何时刻均能筛选出全局最优电压矢量。

为了兼顾逆变器开关频率和系统动态响应性能,本文提出了一种适用于全速域计及开关频率优化的 PMSM MPTC 方法。首先,通过建立电磁转矩和定子磁链数学模型,构建了全速域价值函数,同时以逆变器最优开关频率限制为条件对该价值函数作进一步约束;然后,分别设计恒转矩区与恒功率区内计及开关频率优化的 MPTC 模型。最后利用仿真验证了该算法可获得较低的开关频率,同时电机系统保留了较高的动态运行性能。

1 PMSM 数学模型

本文以内置式永磁同步电机(Interior

Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM)为研究对象,建立 $d-q$ 坐标系下的数学模型。

定子磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q \\ \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d \end{bmatrix} \quad (2)$$

电磁转矩方程为

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

- 式中: ψ_d, ψ_q ——定子磁链直、交轴分量;
- L_d, L_q ——直、交轴电感;
- i_d, i_q, u_d, u_q ——直、交轴电流和电压;
- ψ_f ——永磁体磁链;
- R_s ——定子每相电阻;
- ω_r ——转子电角速度;
- T_e ——电磁转矩;
- p ——极对数。

2 模型预测转矩控制方法

将式(1)代入式(2),可得 PMSM 连续时间内定子瞬时电流为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d}u_d \\ \frac{1}{L_q}u_q - \omega_r \frac{\psi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (4)$$

利用式(5)将 IPMSM 电流微分方程式(4)离散化,求得电流预测模型为式(6):

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_d^{k+1} \\ i_q^{k+1} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_d}T & \frac{L_q}{L_d}\omega_r T \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_r T & 1 - \frac{R_s}{L_q}T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^k \\ i_q^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{L_d}u_d^k \\ \frac{T}{L_q}u_q^k - \frac{\psi_f}{L_q}T\omega_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: T ——系统的采样周期;

i_d^k, i_q^k —— k 时刻定子电流在 d - q 轴分量上的电流测量值;

i_d^{k+1}, i_q^{k+1} —— $(k+1)$ 时刻定子电流在 d - q 轴分量上的电流预测值;

u_d^k, u_q^k —— k 时刻定子电压在 d - q 轴分量上的电压。

根据 Park 变换, 可得定子相电压在 d - q 旋转坐标系下的表达式为

$$\begin{bmatrix} u_d^k \\ u_q^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r^k & \sin \theta_r^k \\ -\sin \theta_r^k & \cos \theta_r^k \end{bmatrix} \begin{cases} \text{real}[U(i)] \\ \text{imag}[U(i)] \end{cases} \quad (i = 0, 1, \dots, 7) \quad (7)$$

式中: θ_r^k —— k 时刻转子电角度;

U ——基本电压矢量^[12], $U = [U_0 \ U_1 \ U_2 \ U_3 \ U_4 \ U_5 \ U_6 \ U_7]$;

$\text{real}[U(i)]$ 、 $\text{imag}[U(i)]$ ——所选电压矢量的实部和虚部。

联合式(3)、式(6)和式(7), 可得 $(k+1)$ 时刻的转矩预测值为

$$T_e^{k+1} = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q^{k+1} + (L_d - L_q) i_d^{k+1} i_q^{k+1}] \quad (8)$$

式中: T_e^{k+1} —— $(k+1)$ 时刻电磁转矩的预测值。

3 计及开关频率优化的控制策略

3.1 最大转矩电流比控制

在低中速区采用 $i_d < 0$ 控制, 即 MTPA。该控制方式可有效利用磁阻转矩, 增强电机的带负载能力, 同时有利于减小电机铜耗, 显著提高电机系统的运行效率。

此时, 定子电流 i_s 满足如下关系式:

$$i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (9)$$

将式(9)代入式(3), 并对 i_d 求导可得:

$$\frac{\partial i_s^2}{\partial i_d} = 2i_d + \frac{2(L_q - L_d)i_q^2}{\psi_f + (L_d - L_q)i_d} \quad (10)$$

$$g_{I_{\max}} = \begin{cases} 0, & \sqrt{(i_d^{k+1})^2 + (i_q^{k+1})^2} < I_{\max} \\ I_{\max} - \sqrt{(i_d^{k+1})^2 + (i_q^{k+1})^2}, & \sqrt{(i_d^{k+1})^2 + (i_q^{k+1})^2} \geq I_{\max} \end{cases} \quad (15)$$

由 MTPA 的数学意义可知, 有两条曲线满足式(11)的要求, 但由于左侧运动轨迹所产生的电磁转矩要大于右侧, 定义方向选择函数为

在恒转矩区, 电磁转矩 T_e 为定值, 令式(10)等于零, 此时定子电流为最小值, 则:

$$i_d^2 + \frac{\psi_f}{L_d - L_q} i_d - i_q^2 = 0 \quad (11)$$

MTPA 数学意义如图 1 所示。

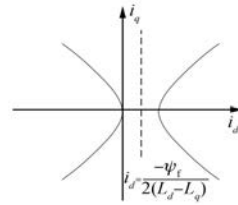


图 1 MTPA 数学意义

由式(11)可知, MTPA 的运行轨迹本质上是式(12)为对称轴的双曲线。

$$i_d = \frac{-\psi_f}{2(L_d - L_q)} \quad (12)$$

本文采用基于 MPTC 的 MTPA 控制策略, 其价值函数主要包括 3 个部分。

(1) 转矩控制。通过优化动态调节过程中转矩误差, 可得转矩误差控制函数为

$$g_T = |T_e^{\text{ref}} - T_e^{k+1}| \quad (13)$$

其中: T_e^{ref} 为给定转矩, 由 PI 控制器得到, T_e^{k+1} 由式(8)得到。

(2) MTPA 区域收敛。根据式(11)的 MTPA 轨迹, 可得 MTPA 收敛函数为

$$g_{\text{MTPA}} = \left| \frac{L_d - L_q}{\psi_f} [(i_d^{k+1})^2 - (i_q^{k+1})^2] + i_d^{k+1} \right| \quad (14)$$

要使定子电流处在 MTPA 轨迹上, 需控制该函数无限接近于零。

(3) 限制条件。定子电流受到逆变器输出最大电流 I_{\max} 的限制, 所以只有当定子电流大于逆变器的最大输出电流时限制条件才会动作。因此, 电流限制条件设计为

$$g_{\text{dir}} = \begin{cases} 0, & i_d^{k+1} < \frac{\psi_f}{2(L_q - L_d)} \\ \left| 1 + 2 \frac{L_d - L_q}{\psi_f} i_d^{k+1} \right|, & i_d^{k+1} \geq \frac{\psi_f}{2(L_q - L_d)} \end{cases} \quad (16)$$

3.2 弱磁控制

在基速以上,为了使转速得到大幅提高,拓宽 IPMSM 的运行范围,必须减弱磁场。但对于 IPMSM 而言,励磁磁场因永磁体产生而无法改变,只能利用定子直轴的电枢反应来减弱气隙磁场。

考虑定子电压 u_s 受到最大值 u_{smax} 的限制,则:

$$u_s^2 = u_d^2 + u_q^2 \leq u_{smax}^2 \quad (17)$$

根据式(2),可得稳态运行时定子电压 $d-q$ 轴分量为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f \end{bmatrix} \quad (18)$$

忽略定子电阻压降,将式(17)和式(18)联立,可得电机高速运行时的定子电压 u_s 为

$$u_s^2 = (-\omega_r L_q i_q)^2 + (\omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f)^2 \leq u_{smax}^2 \quad (19)$$

由式(19)可得:

$$\left(\frac{i_q}{u_{smax}/\omega_r L_q}\right)^2 + \left(\frac{i_d + \psi_f/L_d}{u_{smax}/\omega_r L_d}\right)^2 \leq 1 \quad (20)$$

可以看出,电压轨迹为 $d-q$ 坐标系中的一个椭圆。当定子最大电压固定后,转速加大时,定子椭圆不断向内收缩。PMSM 稳定运行时定子电流 i_s 受到最大电流 I_{max} 的约束,则:

$$i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \leq I_{max}^2 \quad (21)$$

由式(21)可知,在 $d-q$ 坐标系中,定子电流轨迹是一个圆,即电流极限圆。在电机稳态运行时,电流矢量幅值不可超出这个圆的轨迹范围,也不能超出电压极限椭圆的轨迹范围。

本文采用最小磁链转矩比控制方式^[13]。即联立式(3)和式(19)并对 i_d 求导可得:

$$\frac{\partial \psi_s^2}{\partial i_d} = 2(L_d i_d + \psi_f)L_d + \frac{2L_q^2(L_q - L_d)i_q^2}{\psi_f + (L_d - L_q)i_d} \quad (22)$$

式中: ψ_s ——定子磁链, $\psi_s = u_s/\omega_r$ 。

令式(22)等于零,可得最小磁链转矩比轨迹,即:

$$\begin{aligned} & \frac{\psi_f^2}{L_q} + \psi_f \left(2 \frac{L_d}{L_q} - 1\right) i_d + \\ & L_d \left(\frac{L_d}{L_q} - 1\right) i_d^2 + L_q \left(\frac{L_q}{L_d} - 1\right) i_q^2 = 0 \end{aligned} \quad (23)$$

在转矩输出相同时,最小磁链转矩比能够进一步提高 IPMSM 的转速范围。图 2 所示为全速域定子电流轨迹。B 点为 IPMSM 沿着 MTPA 曲线到达基速的点。当 IPMSM 到达 B 点后,若想继续升速,必须控制 i_d 沿着 d 轴反方向增大且 i_q 正向减小,使得定子电流在电压极限椭圆内运行。BC 段为弱磁升速第一阶段。当 IPMSM 到达 C 点后,若想进一步提升转速,则电机将从 C 点沿着最小磁链转矩比曲线至 A 点,以获得最大的转矩输出。CA 段为弱磁升速第二阶段。

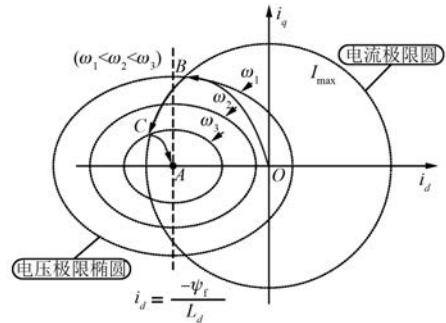


图 2 全速域定子电流轨迹

对于弱磁控制的价值函数,控制要求主要有 3 个:

(1) 对 IPMSM 的电磁转矩进行控制。转矩控制要求与式(13)相同。

(2) 区域收敛。根据式(20)可得弱磁区域标准为

$$g_{FW} = \left| \sqrt{\left(\frac{L_q}{L_d} i_q^{k+1}\right)^2 + \left(i_d^{k+1} + \frac{\psi_f}{L_d}\right)^2} - \frac{\lambda_m U_{dc}}{\sqrt{3} \omega_r L_d} \right| \quad (24)$$

式中: λ_m ——电压系数,取值范围为 $[0, 1]$,本文取 $\lambda_m = 0.96$;

U_{dc} ——直流母线电压。

(3) 限制条件。IPMSM 基速以上运行时,受到逆变器的最大输出电压约束,则:

$$\eta = \sqrt{(L_q i_q^{k+1})^2 + (L_d i_d^{k+1} + \psi_f)^2} - \frac{\lambda_m U_{dc}}{\sqrt{3} |\omega_r|}$$

$$g_{u_{max}} = \begin{cases} |\eta|, & \eta > 0 \\ 0, & \eta \leq 0 \end{cases} \quad (25)$$

式中: η ——电压限制条件中间变量。

电机高速运转时须满足式(23)最小磁链转矩比轨迹,则:

$$\zeta = \frac{\psi_f^2}{L_q} + \psi_f \left(2 \frac{L_d}{L_q} - 1 \right) i_d^{k+1} + L_d \left(\frac{L_d}{L_q} - 1 \right) (i_d^{k+1})^2 + L_q \left(\frac{L_d}{L_q} - 1 \right) (i_q^{k+1})^2$$

$$g_{stab} = \begin{cases} |\zeta|, & \zeta \leq 0 \\ 0, & \zeta > 0 \end{cases} \quad (26)$$

式中： ζ ——电机高速稳定运行条件中间变量。

3.3 全速域价值函数

将全速域的转矩误差、区域收敛和限制条件联立,可得全速域 PMSM 的价值函数为

$$g = k_T \cdot g_T + k_c \cdot g_c + k_L \cdot g_L \quad (27)$$

式中： k_c ——区域收敛函数 g_c 对应的权重系数。

定义 ω_c 为 IPMSM 运行于基速时对应的电角速度。当 $\omega_r < \omega_c$ 时, $g_c = g_{MTPA}$ 且 $g_L = g_{I_{max}} + g_{dir}$; 当 $\omega_r > \omega_c$ 时, $g_c = g_{FW}$ 且 $g_L = g_{I_{max}} + g_{u_{max}} + g_{stab}$ 。相应地,在价值函数中加入逆变器开关频率的限制,可得低开关频率全速域 PMSM 的价值函数为

$$g = k_T \cdot g_T + k_c \cdot g_c + k_L \cdot g_L + \lambda \sum_{i=a,b,c} [S_i(k) - S_i(k-1)] \quad (28)$$

图 3 所示为低开关频率全速域控制工作流程。首先获取 k 时刻的定子电流的 d - q 分量 i_d 和 i_q 、转子电角度 θ_r 、转子电角速度 ω_r 以及给定转矩 T_e^{ref} ;而后利用式(6)预测 $(k+1)$ 时刻的定子电流的 d - q 分量 i_d^{k+1} 和 i_q^{k+1} ,利用基于 MPTC 的 MTPA 或弱磁控制策略的 3 个控制要求预测 $(k+1)$ 时刻的转矩误差函数 g_T 、区域收敛函数 g_c 和限制条件

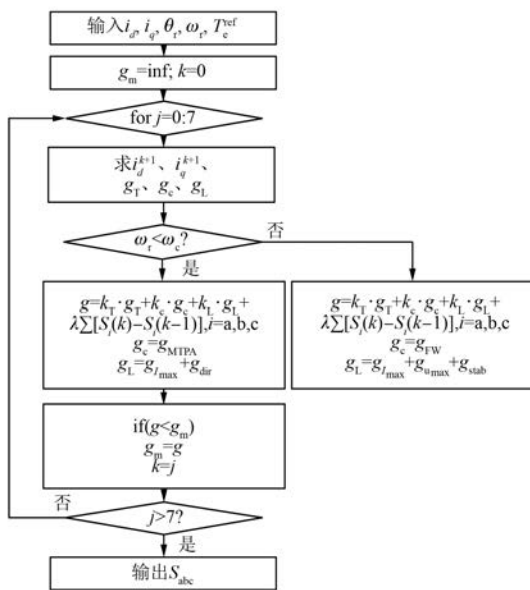


图 3 低开关频率全速域控制流程图

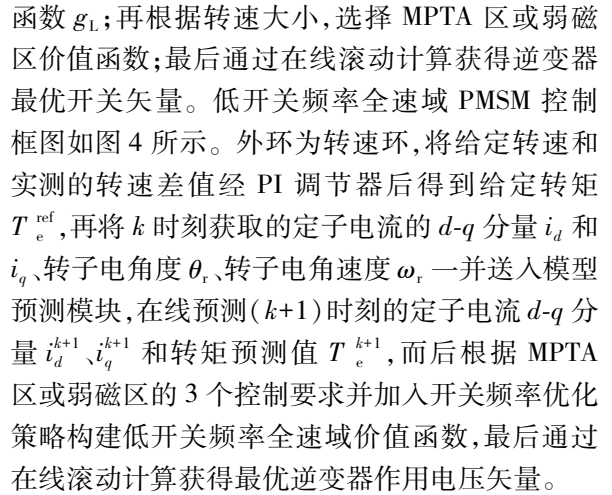


图 4 低开关频率全速域结构框图

4 仿真结果及分析

在 MATLAB/Simulink 仿真环境中对图 4 的控制策略进行仿真验证,并对开关频率的优化效果进行对比。IPMSM 参数如表 1 所示。全速域转速外环 PI 调节器参数为 $k_p = 0.1, k_i = 0.01$;全速域价值函数中权值,基速以下 $k_T = 1, k_c = 1, k_L = 50$;基速以上 $k_T = 0.05, k_c = 1, k_L = 50$ 。低开关频率全速域价值函数中权值,基速以下 $k_T = 1.2, k_c = 0.4, k_L = 50, \lambda = 0.006$;基速以上 $k_T = 0.05, k_c = 0.1, k_L = 50, \lambda = 0.01$ 。

表 1 IPMSM 参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s / Ω	0.636
直轴电感 L_d / mH	12
交轴电感 L_q / mH	20
永磁磁链幅值 ψ_f / Wb	0.088
极对数 p	5
直流母线电压 U_{dc} / V	100
转动惯量 $J / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.001
采样时间 $T_s / \mu\text{s}$	50
定子电流最大值 I_{max} / A	10

仿真工况设置:电机由空载起动至基速 600 r/min,而后采用弱磁控制,电机转速到达 1 800 r/min,0.4 s 时突降转速至 0 r/min。不计开关频率优化运行时的电流及转速仿真结果如图 5 所示,可以看出电流及转速波形均有一定的脉动。加入计及开关频率优化策略并重新调整价值函数各权重系数后,仿真结果如图 6 所示,此时电机的电流及转速波形得到了一定的改善。图 7 所示为开关频率优化前后三相电流及转矩波形。电机起动阶段,为了使电机快速到达给定值 1 800 r/min,三相电流为最大值 10 A,转矩为最大值 8 N·m,而后电机稳定在 1 800 r/min,三相电流值为 3 A,转矩为 0 N·m,0.4 s 时转速突降至 0 r/min,此时三相电流及转矩响应迅速再次到达最大值,稳态时,三相电流为 0 A,转矩为 0 N·m。分析对比图 7(a)和图 7(b)的仿真结果,可以发现,三相电流波形几乎一致,加入开关频率优化后系统仍能保持良好的动态响应性能。

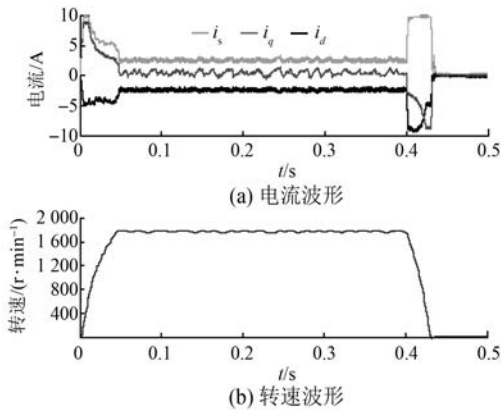


图 5 不计开关频率优化运行时电流及转速波形

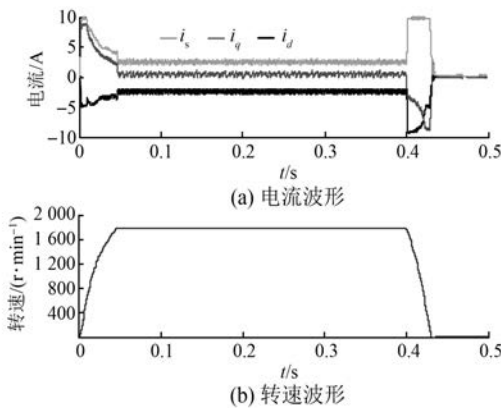


图 6 计及开关频率优化运行时电流及转速波形

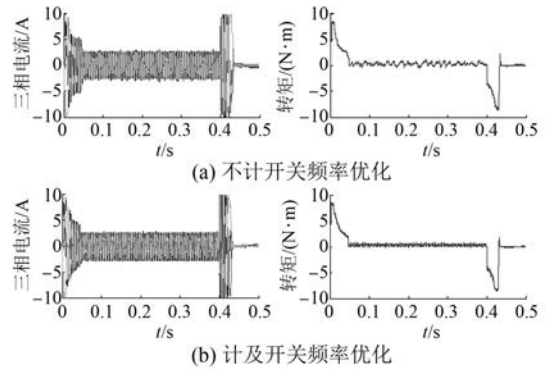


图 7 三相电流及转矩波形

图 8 所示为定子电流轨迹图,电机由 A 点起动沿着 MTPA 轨迹至基速点,即 B 点,到达基速点后采用弱磁控制升速至 C 点,之后进一步升速至 D 点,D 点为电机空载时稳定点。突降给定转速至 0 r/min,电机从 D 点减速至 E 点,到达 E 点后继续减速至 F 点,而后沿着 MTPA 轨迹至 A 点,电机停转。对比分析图 8 开关频率优化前后波形可知,计及开关频率优化后,波形在高速弱磁 BC 段和 CD 段略有变形,但仍能清晰地看出整个运行过程。图 9 所示为开关频率优化前后逆变器

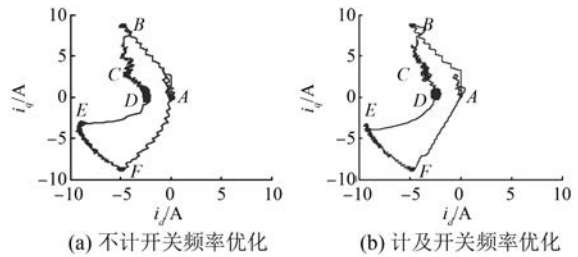


图 8 全速域下的电流轨迹图

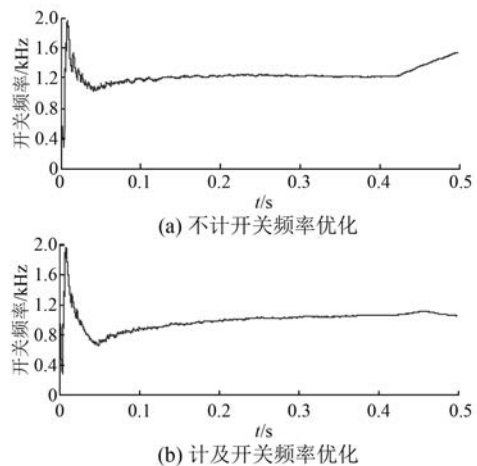


图 9 全速域逆变器开关频率波形

的开关频率波形。可以看出,采用开关频率优化策略后逆变器稳态时的平均开关频率由 1.2 kHz 降至 1.0 kHz。所以本文采用计及开关频率优化的模型转矩控制策略具备良好的动态响应性能,同时有效降低了逆变器的开关频率。

5 结 语

在电机全速域运行时,为了使逆变器开关频率最优化以减小对电机性能的影响,本文提出了一种计及开关频率优化的 PMSM MPTC 方法,并详细论述了恒转矩区采用基于模型预测控制的 MTPA 策略和恒功率区采用基于模型预测转矩控制的弱磁控制策略,以及全速域价值函数中加入开关频率优化的控制策略,而后对该方法的稳态和动态性能进行了仿真验证。仿真结果表明,相比于不计开关频率优化的控制策略,本文所提出的计及开关频率优化的 PMSM MPTC 不仅具有较高的动态响应性能,同时有效降低了逆变器的开关频率。

【参 考 文 献】

- [1] DAI Y, SONG L, CUI S. Development of PMSM drives for hybrid electric car applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(1): 434-437.
- [2] RASHED M, MACCONNELL P F A, STRONACH A F, et al. Sensorless indirect-rotor-field-orientation speed control of a permanent magnet synchronous motor with stator-resistance estimation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3): 1664-1675.
- [3] 孙德明,杜明星,刘志宏,等.一种改进的永磁同步电机直接转矩控制方法 [J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2): 47-51.
- [4] ZHANG Y, ZHU J. A novel duty cycle control strategy to reduce both torque and flux ripples for DTC of permanent magnet synchronous motor drives with switching frequency reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(10): 3055-3067.
- [5] ZANMA T, KAWASAKI M, LIU K, et al. Model predictive direct torque control for PMSM with discrete voltage vectors [J]. IEEJ Journal of Industry Applications, 2014, 3(2): 121-130.
- [6] WANG T, LIU C, LEI G, et al. Model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous motors with extended set of voltage space vectors [J]. IET Electric Power Applications, 2017, 11(8): 1376-1382.
- [7] 牛峰,李奎,王尧.永磁同步电机模型预测直接转矩控制 [J]. 电机与控制学报, 2015, 19(12): 60-67.
- [8] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct torque control with finite control set for PMSM drive systems, part 1: maximum torque per ampere operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(4): 1912-1921.
- [9] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct torque control with finite control set for PMSM drive systems, part 2: field weakening operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 648-657.
- [10] VARGAS R, AMMANN U, RODRIGUEZ J. Predictive approach to increase efficiency and reduce switching losses on matrix converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(4): 894-902.
- [11] 王伟光,李伟.基于 MTPA 的永磁同步电机模型预测转矩控制 [J]. 电气传动, 2014, 44(11): 3-6.
- [12] 于吉坤,李立毅,杜鹏程,等.高速永磁同步电机电枢电流谐波分析 [J]. 电机与控制学报, 2016, 20(5): 28-36.
- [13] 白玉成,唐小琦,吴功平.内置式永磁同步电机弱磁调速控制 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 54-59.

收稿日期: 2018-05-03