

文章编号: 2095-2163(2020)08-0037-05

中图分类号: TM341

文献标志码: A

参数变化的永磁同步电机 MTPA 控制仿真

陈婷婷, 吴钦木

(贵州大学 电气工程学院, 贵阳 550025)

摘要: 永磁同步电机因具有高力矩惯量比、高能量密度、高效率、高调速范围等优点,在电动汽车领域有着极为广泛的应用。本文针对内置式永磁同步电机(IPMSM)在实际运行工况下会产生参数变化的情况,采用一种工程近似法,即曲线拟合最大转矩电流比(MTPA)控制算法,对电磁转矩与交、直轴电流的关系式进行反解。在此过程中对交、直轴电流与转矩关系式进行了标幺值化处理,消除电机参数差异带来的影响,该方法既能节省系统存储空间又保证控制精度。最后通过仿真实验验证了该曲线拟合 MTPA 控制法的有效性及其优越性。

关键词: 参数变化; 内置式永磁同步电机; 最大转矩电流比控制; 拟合曲线

MTPA control simulation of permanent magnet synchronous motor considering parameters variation

CHEN Tingting, WU Qinmu

(College of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

[Abstract] Permanent magnet synchronous motor is widely used in the field of electric vehicles because of its advantages of high moment of inertia ratio, high energy density, high efficiency and high speed range. In this paper, an engineering approximation method, curve fitting MTPA control algorithm, is used to inverse the relationship between the electromagnetic torque and the quadrature and direct axis currents to solve the problem that the parameters of the interior permanent magnet synchronous motors will change under the actual operating conditions. In this process, the relationship among the quadrature and direct axis currents and the torque is first treated as a unit value to eliminate the influence of the difference in motor parameters. This method can not only save system storage space but ensure control accuracy. Finally, the effectiveness and superiority of the curve fitting maximum torque current ratio control method are verified by simulation experiments.

[Key words] parameter variation; interior permanent magnet synchronous motor; maximum torque per ampere control; fitting curve

0 引言

永磁同步电机(Permanent-Magnet Synchronous Motors, PMSM)具有效率高、功率密度大、动态响应性能好、寿命长等一系列突出优点,现有的量产小功率电动汽车也因此多采用该类电机^[1-2]。其中,内嵌式永磁同步电机(IPMSM)因其转子磁路结构的不对称性,所产生的磁阻转矩有助于提高电机的过载能力和功率密度,且更易于弱磁扩速,而倍受研究人员青睐,成为研究热点^[3]。尤其在航空航天、数控机床、机器人等场合获得广泛的应用。

目前,永磁同步电机普遍采用基于磁场定向的矢量控制,如 $i_d = 0$ 控制、MTPA 控制等算法。图 1 所示为电机在 $i_d = 0$ 控制及 MTPA 控制方式下的电磁转矩及电流值的关系曲线。可以看出,在相同的电流条件下,MTPA 控制算法比 $i_d = 0$ 控制输出了更

大的电机转矩。而电动汽车用 IPMSM 要求具有较高转速,故磁阻转矩部分占比较大,若采用 MTPA 控制算法便恰好可以最大限度地利用内置式永磁同步电机因结构不对称带来的磁阻转矩^[4]。同时能够较好地满足电动汽车用电机对大功率、高效率的要求,还降低了定子电枢的铜耗。因此,内置式永磁同步电机多采用 MTPA 控制算法。

文献[5]提出了改进的虚拟信号注入控制(SIC)算法和直接搜索算法两种 MTPA 控制方式,但搜索结果的准确性是一个值得注意的问题。文献[6-7]将选择采用查表的方法进行 MTPA 运行轨迹求解,但因为查表过程中需要存储大量数据再进行大量离散点的选择,使得系统运行速率不高。文献[8]则研究了一种基于直接公式计算法的 IPMSM 最大转矩电流比控制策略,该法过于依赖电机物理

基金项目: 贵州省自然科学基金资助(黔科合基础[2018]1029)。

作者简介: 陈婷婷(1996-),女,硕士研究生,主要研究方向:电机鲁棒控制、控制理论与应用;吴钦木(1975-),男,博士,教授,研究生导师,主要研究方向:计算机控制、电机控制、控制理论等。

通讯作者: 吴钦木 Email: wqm-watlei@163.com

收稿日期: 2020-06-16

模型,且上述研究始终缺乏对电机在运行过程中参数变化问题的考量。

本文针对电动汽车用内置式永磁同步电机在日常使用中会产生参数变化的情况。首先对直流电流与转矩进行标幺值化处理,再运用曲线拟合来近似求得电磁转矩与 $d-q$ 轴电流之间的多项式函数关系。该法既节省了控制系统的存储空间又极大地减小了运算量。通过 MATLAB/Simulink 仿真,证实了本文提出的控制方法能很好地抑制参数变化对系统的影响。

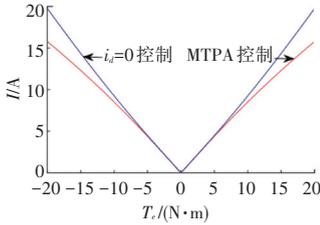


图1 电流幅值与电磁转矩的关系

Fig. 1 The relationship between current amplitude and electromagnetic torque

1 IPMSM 数学模型

为了建立永磁同步电机在 $d-q$ 旋转坐标系下的数学模型,做出一些假设以简化模型:

- (1) 忽略电动机铁芯的饱和;
- (2) 不计电动机中的涡流和磁滞损耗;
- (3) 转子上没有阻尼绕组;
- (4) 电动机的反电动势是正弦。

对于 IPMSM,其 $d-q$ 轴下数学模型为^[9]:

$$U_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - \omega L_q i_q, \quad (1)$$

$$U_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q + \omega L_d i_d + \omega \psi_f, \quad (2)$$

$$T_e = 1.5 P_n [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q, \quad (3)$$

$$T_e - T_L = J \frac{d(\omega/P_n)}{dt} + B \frac{\omega}{P_n}. \quad (4)$$

其中, i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流; u_d, u_q 分别为 d, q 轴电压; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电枢电感; ω 为电角速度; R_s 为定子电阻; ψ_f 为永磁体磁链; T_e 为电磁转矩; P_n 为极对数, J 为转动惯量, B 为阻尼系数。

由式(3)可知,电机电磁转矩由两部分构成,前半部分称之为永磁转矩,后半部分称之为磁阻转矩,并且 T_e 的输出只与 i_d, i_q 相关。因此,在控制系统中只需设法对两个电流分量分别进行控制便可间接控制电磁转矩,进而达到矢量控制的目的。

2 MTPA 控制研究

MTPA 曲线描述的是最大转矩与最小电流之间

的关系。即在给定电流的情况下,最大化利用转矩,达到单位电流下电机输出转矩最大^[10]。

2.1 MTPA 控制原理

MTPA 控制,即电机转矩在一定的条件下,使定子电流最小,等效于求解以下极值问题:

$$\begin{cases} \min i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}, \\ \text{condition } T_e = 1.5 P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]. \end{cases}$$

为了找到极值关系,利用数学中的拉格朗日定理,引入辅助函数:

$$H = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} + \lambda \{T_e - 1.5 P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]\}.$$

其中, λ 为拉格朗日乘数。对 i_d, i_q 及 λ 分别求偏导,并令偏导数为 0。

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial i_d} = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} - 1.5\lambda P_n (L_d - L_q) i_q = 0, \\ \frac{\partial F}{\partial i_q} = \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} - 1.5\lambda P_n [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] = 0, \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda} = T_e - 1.5 P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] = 0. \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)中前两个算式可求出 i_d, i_q 之间的关系式为:

$$i_q = \sqrt{\frac{\psi_f i_d + (L_d - L_q) i_d^2}{L_d - L_q}} v. \quad (6)$$

或者

$$i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)}.$$

将式(6)代入式(5)的第三式中得到 T_e 与 i_d 之间的关系式:

$$T_e = 1.5 P_n [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] \sqrt{\frac{\psi_f i_d + (L_d - L_q) i_d^2}{L_d - L_q}}. \quad (7)$$

式(6)、式(7)则为 IPMSM 的电磁转矩与 $d-q$ 轴电流的关系式。同时从式(6)与式(7)可知,求解 i_d 与 i_q 需要较大的运算量,难以满足系统的实时性要求。

2.2 曲线拟合法反解 MTPA 关系式

虽然已知电机在 MTPA 控制下的电磁转矩与直、交轴电流关系式,但实际运用时却需要对 $i_d^* = f_1(T_e^*)$, $i_q^* = f_2(T_e^*)$ 进行反解,求解过程十分复杂且运算量大。为了便于工程应用,本文采用一种工程近似法,即曲线拟合法反解 MTPA 关系式,以得到较精准的拟合曲线,用以替代原关系式。

图2所示为采用 MTPA 控制时 T_e 与 $d-q$ 轴电

流的关系曲线图。可见, 图示曲线非线性特征明显, 故提出采用多项式曲线拟合法对此曲线进行线性逼近是合理的。

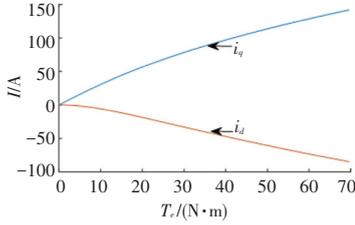


图 2 电磁转矩与 d-q 轴电流的关系

Fig. 2 Relationship between d-q axis currents and electromagnetic torque

为了方便分析, 减小电机参数差异带来的影响, 先对电机参数进行标么值化处理, 得到^[11]:

$$\begin{cases} i_b = \frac{\psi_f}{(L_q - L_d)}, \\ T_{eb} = P_n \psi_f i_b, \\ T_{en} = T_e / T_{eb}, i_{dn} = i_d / i_b, i_{qn} = i_q / i_b. \end{cases} \quad (8)$$

又因内置式永磁同步电机中 $L_d < L_q$, 其磁阻转矩需为正值, 必须满足 $i_d < 0$, 且 $i_{sn} = \sqrt{i_{dn}^2 + i_{qn}^2}$, 最后得到:

$$\begin{cases} i_{dn} = \frac{1 - \sqrt{1 + 8 i_{sn}^2}}{4}, \\ i_{qn} = \frac{\sqrt{(1 - 2 i_{dn})^2 - 1}}{2}, \\ T_{en} = \sqrt{-i_{dn}(1 - i_{dn})^3}. \end{cases} \quad (9)$$

标么化后使得电机各参数之间的关系曲线独立于直轴电感、交轴电感等可变参数的影响, 大大提高了控制系统的可靠性, 并且简化了曲线的复杂性。式(9)为一非线性方程组, 在 DSP 等数字处理器中直接实现较为困难。

考虑到计算精度以及运算量等问题, 本文合理选取了 5 阶多项式的函数关系来完成曲线拟合。先利用 MATLAB 画出 T_e 与 i_d 、 i_q 的函数关系曲线图, 接下来调用平台自带的曲线拟合函数完成曲线拟合^[12], 多项式阶数的选取主要根据拟合效果来确定。最终得到多项式:

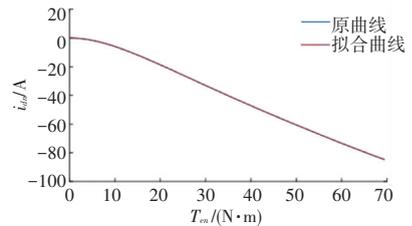
$$\begin{aligned} i_{dn} &= 6.1371 \times 10^{-10} T_{en}^5 - 1.3868 \times 10^{-7} T_{en}^4 + \\ & 1.2174 \times 10^{-5} T_{en}^3 - 0.0004963 T_{en}^2 - \\ & 8.4063 \times 10^{-5} T_{en} + 0.00052102; \\ i_{qn} &= -1.9197 \times 10^{-9} T_{en}^5 + 4.1579 \times 10^{-7} T_{en}^4 - \\ & 3.4289 \times 10^{-5} T_{en}^3 + 0.0012651 T_{en}^2 + \\ & 0.0014114 T_{en} + 0.70383. \end{aligned} \quad (10)$$

曲线拟合 MTPA 控制过程为: 当电机的电磁转

矩值确定后, 对其进行标么值化处理; 根据已经得到的多项式拟合函数式求解出 i_{dn} 与 i_{qn} , 再代入式(8)得到交、直轴电流 i_q 与 i_d , 如此便完成了仿真实验中的 MTPA 控制模块。

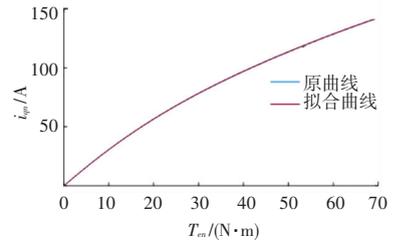
本文的曲线拟合过程首先是建立在电流和转矩的标么值之上进行的拟合反解, 相较于传统曲线拟合法直接对式(7)进行拟合, 此处得到的关系式不易受到直轴电感、交轴电感和定子电阻等可变参数的影响。并且原拟合法的解是一个确定的电流值, 但是电机在不同工况下运行, 其拟合曲线同时也在发生变化, 故原拟合法的移植性差。本文所采用的基于标么值之上的曲线拟合法则可移植性强, 并且可随时得到动态的标么值基值, 实现系统的动态调节, 提高了控制系统的稳定性和动态性能。

图 3 为曲线拟合前后两种曲线的对比图。可以看出, 拟合后的曲线能够以较高的精度逼近原曲线。



(a) 直轴电流 5 阶多项式拟合

(a) 5th order polynomial fitting of direct axis current



(b) 交轴电流 5 阶多项式拟合

(b) 5th order polynomial fitting of quadrature current

图 3 MTPA 控制 5 阶多项式拟合曲线

Fig. 3 MTPA control 5-order-polynomial fitting curve

采用曲线拟合法求解电机的 i_q 与 i_d 只需要加法和乘法运算, 该方法易于在 DSP 等数字控制器上实现, i_q 与 i_d 的求解流程如图 4 所示。

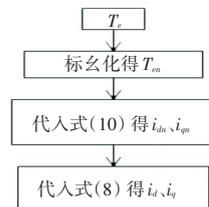


图 4 拟合反解实现流程图

Fig. 4 Flow chart of fitting inverse solution

3 仿真实验验证及分析

考虑到电动汽车用永磁同步电机在实际运行过

程中会因环境温度变化等因素,导致电机绕组中的实时电阻和电感值发生变动,故根据文献[13-14],经过综合考虑,决定选择参数变化范围为 $\Delta R_s = 0.03 \Omega$, $\Delta L_q = 0.0002 \text{ H}$, $\Delta L_d = -0.0001 \text{ H}$ 。其中, ΔR_s 为大的正向摄动,幅度超过 50%; ΔL_q 为正向摄动,幅度波动在 30% 左右; ΔL_d 则为负向摄动,幅度也在 30% 左右。接下来的仿真实验中分别比较和分析了系统未出现参数变化和出现参数变化后,采用曲线拟合 MTPA 控制算法的实验结果,具体阐述如下。

本文采用的电机参数为: $R_s = 0.0295 \Omega$, $L_d = 375 \mu\text{H}$, $L_q = 835 \mu\text{H}$, $\psi_f = 0.07 \text{ Wb}$, $P_n = 3$, $J = 0.003 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

3.1 无参数变化的仿真分析

在未出现参数变化的情况下 ($\Delta R_s = 0 \Omega$, $\Delta L_q = 0 \text{ H}$, $\Delta L_d = 0 \text{ H}$), 即 $R_s = 0.0295 \Omega$, $L_d = 375 \mu\text{H}$, $L_q = 835 \mu\text{H}$, $\psi_f = 0.07 \text{ Wb}$, $P_n = 3$, $J = 0.003 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 采用曲线拟合 MTPA 控制算法进行仿真。鉴于实际电动汽车系统中永磁同步电机均为带载启动,故此处设置电机开始时带 $10 \text{ N} \cdot \text{m}$ 负载启动,转速指令设为 2000 r/min ,仿真时间为 1 s ,在 0.5 s 时突加负载 $60 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。得到的实验结果如图 5-7 所示。

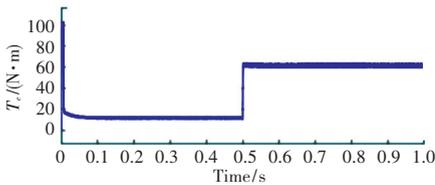


图 5 无参数变化时的电磁转矩波形

Fig. 5 Electromagnetic torque waveform without parameter variation

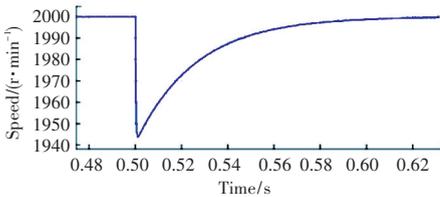


图 6 无参数变化时的转速响应局部放大图

Fig. 6 Local amplification of speed response without parameter variation

由图 5-7 知,整个控制系统在无参数变化情况下运行时,电磁转矩能较为快速地达到设定的负载状态,中途产生负载突变也能快速跟踪,无较大超调;转速动态变化则仅需 0.12 s 左右便能快速回归预设值;三相电流波形效果较好,无较大纹波,负载突变后电流值稳定在 250 A 上下。总体来看波形稳定,实验效果较好。

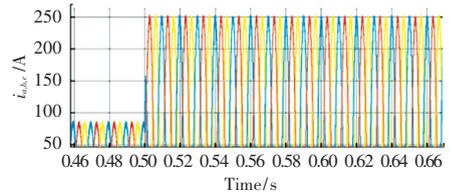


图 7 无参数变化时的电流波形局部放大图

Fig. 7 Partial enlarged drawing of current waveform without parameter variation

3.2 有参数变化的仿真分析

电机出现参数变化时 ($\Delta R_s = 0.03 \Omega$, $\Delta L_q = 0.0002 \text{ H}$, $\Delta L_d = -0.0001 \text{ H}$), 即 $R_s = 0.0595 \Omega$, $L_d = 275 \mu\text{H}$, $L_q = 0.0010 \mu\text{H}$, $\psi_f = 0.07 \text{ Wb}$, $P_n = 3$, $J = 0.003 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 时,在与前述相同的曲线拟合 MTPA 控制算法下进行仿真,得到的各项波形如图 8-10 所示。

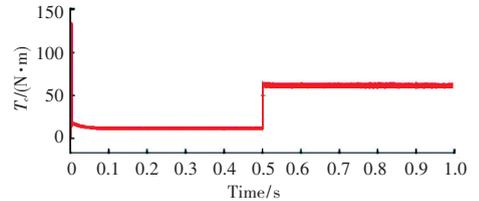


图 8 有参数变化时的电磁转矩波形

Fig. 8 Electromagnetic torque waveform with parameter variation

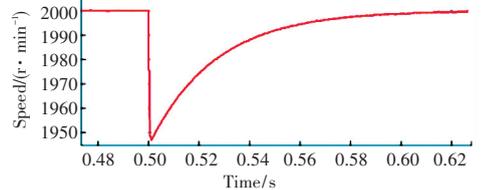


图 9 有参数变化时的转速响应局部放大图

Fig. 9 Local amplification of speed response with parameter variation

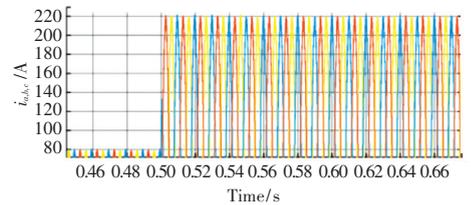


图 10 有参数变化时的电流波形局部放大图

Fig. 10 Partial enlarged drawing of current waveform with parameter variation

由于 $\Delta L_x = \Delta L_q - \Delta L_d$, 此处又有参数变化,导致 ΔL_x 比无参数变化时的差值大,也即电机获得的磁阻转矩较无参数变化时大。故由图 8-10 可知,整个控制系统在参数变化后,电磁转矩仍能较为快速地达到设定的负载状态,也能在负载突变后快速回到预设值,且无较大超调,与无参数变化时相比波形没有产生较大变化;转速动态变化方面同无参数变化时相比也无较大不同,仅需 0.12 s 左右便快速回 (下转第 44 页)