

# PMSM 最大转矩电流比全速控制策略及其仿真

张 成, 王心坚, 宋国辉, 孙泽昌

( 同济大学, 上海 201804 )

**摘 要:** 在恒功率区, 电机运行主要受电压极限椭圆的约束。基于永磁同步电机转子磁场定向数学模型, 提出了在全速范围内实现最大转矩电流比的电流控制算法, 并在 MATLAB/Simulink 环境下建模仿真。仿真结果表明, 提出的永磁同步电机全速范围 MTPA 控制算法获得了电流、转矩的准确、快速响应, 实现 0 ~ 9 000 r/min 的宽范围调速。采用 SVPWM 实现圆形磁场利于降低转矩波动。

**关键词:** 永磁同步电动机; 最大转矩电流比; 矢量控制

**中图分类号:** TM351; TM341 **文献标识码:** A **文章编号:** 1004 - 7018( 2013) 01 - 0031 - 04

## Study of an MTPA Control Strategy in Full Speed Range for PMSM and Its Simulation

ZHANG Cheng, WANG Xin-jian, SONG Guo-hui, SUN Ze-chang

( Tongji University, Shanghai 201804, China )

**Abstract:** Motors' operation in constant power range is primarily constrained by the voltage ellipse. Based on the rotor field orientation control model of permanent magnet synchronous motors ( PMSM ), the current vector control algorithm of achieving maximum torque per ampere ( MTPA ) in full speed range was proposed. And a simulation model was built in Matlab/Simulink environment. The simulation results demonstrate high performance of the proposed MTPA control algorithm in full speed range and it has the precise and fast response of current and torque with a wide-range ( from 0 ~ 9 000 r/min ) speed regulation. The implementation of SVPWM realizes a circular magnetic field and helps reduce the torque ripple.

**Key words:** PMSM; maximum torque per ampere ( MTPA ); vector control

## 0 引 言

永磁同步电动机( 以下简称 PMSM ) 以其结构简单、运行可靠、体积小、重量轻、惯性低响应快、高功率因数 and 功率密度、效率高<sup>[2]</sup>, 而成为电动汽车电动机研发和应用的热点<sup>[3]</sup> 和新一代电动汽车的首选<sup>[4]</sup>。

本文基于 PMSM 转子磁场定向数学模型, 考虑逆变器输出电压和电流约束条件, 提出了在全速范围内实现最大转矩电流比的 PMSM 控制算法, 并在 MATLAB/Simulink 环境下进行建模仿真, 对其动态响应、 $d$ 、 $q$  电流轨迹及稳态磁链做了详细分析。

## 1 PMSM 转子磁场定向控制模型

本文采取转子磁场定向控制, 建立数学模型。假设<sup>[5]</sup>: ①忽略定、转子铁心磁阻, 不计定转子铁心损耗; ②永磁材料电导率为零, 永磁体内部磁导率同空气; ③转子无阻尼绕组; ④永磁体产生的励磁磁场和三相绕组产生的电枢反应磁场在气隙中均为正弦分布; ⑤稳态运行时, 相绕组中感应电动势波形为正

弦波。

定子磁链方程:

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

定子电压方程:

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d p i_d - \omega_e L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q p i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程:

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

运动平衡方程:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_l - B\omega_m \quad (4)$$

式中:  $\psi_d$ 、 $\psi_q$  为定子磁链直、交轴分量;  $L_d$ 、 $L_q$  为直、交轴同步电感;  $\psi_f$  为永磁体转子产生的( 每极 ) 定子耦合磁链在  $dq$  轴的分量;  $i_d$ 、 $i_q$ 、 $v_d$ 、 $v_q$  为直、交轴轴电流和电压;  $R_s$  为定子相绕组电阻;  $\omega_e$  为同步电角速度;  $p$  为极对数;  $J$  为转动惯量( 含负载 );  $\omega_m$  为转子机械角速度且  $\omega_e = p\omega_m$ ;  $T_l$  为转子负载转矩;  $B$  为阻尼系数。

$ABC$  坐标系到  $dq$  坐标系的变换、 $dq$  坐标系到  $\alpha\beta$  坐标系的变换均采用恒幅值坐标变换, 即:

收稿日期: 2012 - 08 - 27

基金项目: 国家重点基础研究发展计划( 973 计划 2011CB711202 )

中央高校专项资金

$$\begin{bmatrix} K_d \\ K_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) & \cos \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) & -\sin \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} K_A \\ K_B \\ K_C \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} K_\alpha \\ K_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_d \\ K_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中:  $K$  可以是电流、电压或磁链;  $\theta$  是主磁极 ( $d$  轴) 对  $A$  相绕组的电角位移。

## 2 MTPA 控制策略

最大转矩电流比控制(以下简称 MTPA) 使电机在满足转矩要求的条件下, 定子电流最小。它不仅减小了电机的铜耗, 提高系统效率, 而且减轻了逆变器的工作负担<sup>[6]</sup>。实现该系统的原理框图如图 1 所示。

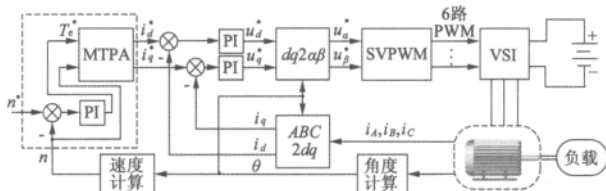


图 1 PMSM 控制系统原理

### 2.1 电压、电流极限

电机的供电电压、电流受到逆变器直流侧电压  $V_{dc}$  和最大输出电流的限制。

#### 2.1.1 电压极限椭圆

正弦稳态情况下,

$$\begin{aligned} V_d &= R_s i_d - \omega_e L_q i_q \\ V_q &= R_s i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \\ \sqrt{V_d^2 + V_q^2} &\leq V_{slim} \end{aligned}$$

电压极限椭圆:

$$(R_s i_d - \omega_e L_q i_q)^2 + (R_s i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f)^2 = V_{slim}^2 \quad (7)$$

对 Y 接电机  $dq$  轴系中的电压极限值  $V_{slim} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ 。

#### 2.1.2 电流极限圆

电流极限圆:

$$i_d^2 + i_q^2 = i_{slim}^2 \quad (8)$$

若电机可达到的最大相电流有效值为  $I_{pmax}$ , 则在  $dq$  坐标系中的电流极限值  $i_{slim} = 1.414 I_{pmax}$  (采用恒幅值变换)。

### 2.2 恒转矩区 MTPA 的实现

MTPA 使得电机在输出相同的电磁转矩下电机定子电流最小。恒转矩区域的 MPTA 可转化条件极值问题<sup>[7]</sup>:

$$\begin{cases} \min & z = i_d^2 + i_q^2 \\ \text{条件} & T_e = \frac{3}{2} p i_q [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] \end{cases}$$

构造拉格朗日函数并令其偏导数为零, 解得恒转矩区 MTPA 的表达式:

$$i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 4 i_q^2 (L_d - L_q)^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (9)$$

### 2.3 全速范围内 MTPA 的实现

式(3)、式(9)、式(7)和式(8)在  $i_d - i_q$  平面上分别表示恒转矩曲线、恒转矩区 MTPA 曲线、电压极限椭圆和电流极限圆, 以序号①②③④加以标识, 在各个工况( $T_e^*$ ,  $n$ )下的需求电流的求解, 如表 1 所示。转折速度  $n_{ts}$  为恒转矩区域运行的最高转速。

表 1 需求电流计算

情形	图解(正负转矩区)	需求电流
$n \leq n_{ts}$ , 即 恒转矩区		①②交点
$n > n_{ts}$ , ②③ 有交点, 且 $ T_e  \leq  T_{eB} $		①②交点
$n > n_{ts}$ , ②③ 有交点, 且 $ T_e  >  T_{eB} $		①③交点
$n > n_{ts}$ , ②③ 无交点		①③交点

注: (1) 保证: ①  $T_e n \leq T_{emax} n_c$ ; ② 交点是在电流极限圆内的交点;

(2) 以上两点任意一点不能满足时, 取同转速下前一个转矩值对应的电流值。

### 2.4 参数及数值解

取以下参数, 依据上述控制算法, 编制需求电流的求解程序。

$p = 4$ ,  $R_s = 8.25 \text{ m}\Omega$ ,  $\psi_f = 0.0703 \text{ Wb}$ ,  $L_d = 342 \mu\text{H}$ ,  $L_q = 710 \mu\text{H}$ ,  $V_{dc} = 336 \text{ V}$ ,  $I_{pmax} = 500 \text{ A}$ ,  $T_{emax} = 150 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,  $n_{ts} = 3000 \text{ r/min}$ ,  $n_{max} = 9000 \text{ r/min}$ 。

计算得到在一定工况( $T_e^*$ ,  $n$ )下的需求电流分布, 如图 2 所示。

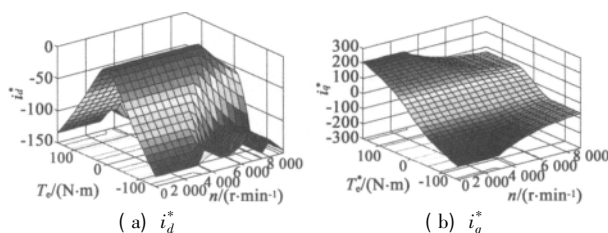


图 2 MTPA 全速范围的需求电流

### 3 采用 MTPA 的 PMSM 调速仿真

### 3.1 仿真模型与设置

依据上述的 PMSM 控制系统原理、电机参数和计算得到的需求电流,在 MATLAB/Simulink 环境下

建立仿真模型,如图 3 所示。其中,全速范围 MTPA 控制策略模块如图 4(a)所示。采用 SVPWM 调制的电压型三相逆变器,对转速环 PI 调节器进行动态限幅以限制弱磁区的最大转矩输出,如图 4(b)所示。

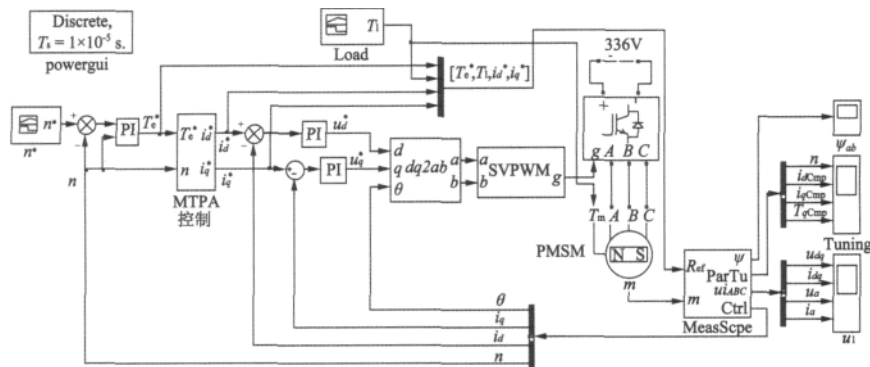
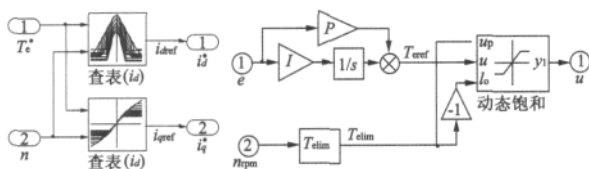


图3 MTPA 控制的仿真模型



(a) 电流控制策略模块

图 4 调速系统子模块

仿真设置: Fixed - step(  $1 \times 10^{-5}$  s) ,ode4( Runge - Kutta) 。

PI 参数 ( $K_p, K_i$ ): 转速环 (5.2, 1);  $i_d$  电流环 (3, 1.2);  $i_q$  电流环 (2.2, 0.8)。

SVPWM 调制方波周期:  $1 \times 10^{-4}$  s。

### 3.2 仿真结果与分析

### 3.2.1 稳态特性

该控制器期望实现的机械特性,如图5所示。

### 3.2.2 动态响应

转速指令和负载变化如图 6 所示。

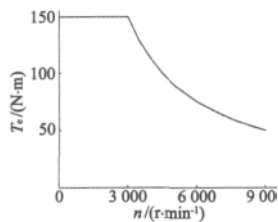
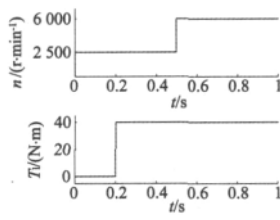


图 5 PMSM 机械特性



**图 6 转矩指令和负载**

### (1) 响应曲线

转速、电流和转矩的响应曲线如图 7 所示。

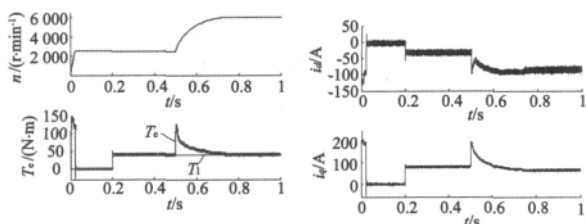
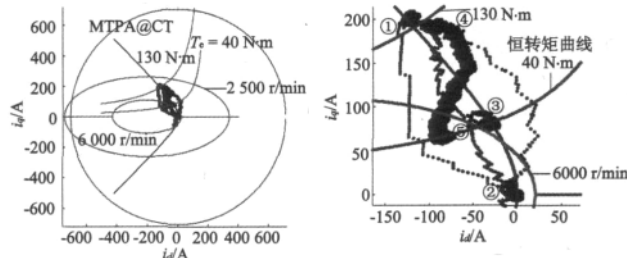


图 7 动态响应

### (2) 电流轨迹

在上述动态过程中,  $i_d - i_q$  电流轨迹一直控制在电流极限圆之内, 如图 8(a) 中的黑点所示。电流轨迹(图中以黑点表示)的具体走势如图 8(b) 所示。



(a) 电流运动区域

(b) 放大图

图 8  $i_q - i_d$  电流轨迹

最初,电机以约  $140 \sim 120 \text{ N} \cdot \text{m}$  的转矩输出对转子加速,电流在点①、④附近的区域运行;转速稳定后,电流迅速移动至点②(即原点)附近稳定运行(空载)。

$t=0.2\text{ s}$  时,受到  $40\text{ N}\cdot\text{m}$  的负载扰动后,电流运行点迅速稳定在点③附近,输出转矩等于  $40\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

$t = 0.5$  s 时, 收到新的转速指令后, 电流控制器迅速将电流移动到点④, 输出约  $120 \text{ N} \cdot \text{m}$  的转矩; 随着转速增加电机进入弱磁区域, 电流工作点从点④区域逐渐移动到点⑤附近并稳定, 输出转矩逐渐减小至  $40 \text{ N} \cdot \text{m}$ ; 在此期间, 转速加速到  $6000 \text{ r/min}$  并稳定运行, 负载保持在  $40 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。

### (3) 稳态磁链轨迹

永磁同步电机在  $2500 \text{ r/min}$  无负载、 $2500 \text{ r/min}$  负载  $40 \text{ N} \cdot \text{m}$  及  $6000 \text{ r/min}$  负载  $40 \text{ N} \cdot \text{m}$  三种工作状态下的稳态磁链, 分别对应图 9 中的中、大、小圆。可见, 定子磁链为准圆形。

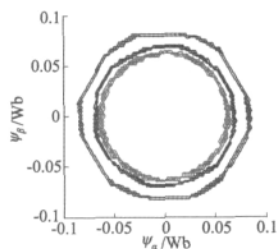


图9 稳态定子磁链轨迹

在  $t = 0.04 \sim 0.05$  s 和  $0.09 \sim 0.10$  区间, 转矩范围为  $40 \pm 3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。由此可见, 接近圆形的磁场使得转矩输出波动小。

## 4 结 语

本文提出了一种在全速范围内实现最大转矩电

流比的 PMSM 电流控制算法, 并在 MATLAB/Simulink 环境下进行建模仿真, 由仿真结果可得到以下结论:

(1) 提出的永磁同步电机全速 MTPA 控制算法获得了电流、转矩、转速的准确、快速响应, 实现  $0 \sim 9000 \text{ r/min}$  的宽范围调速;

(2) 采用 SVPWM 调制, 定子稳态磁链呈准圆形, 有利于降低转矩波动。

### 参考文献

- [1] 陈清泉. 现代电动车、电机驱动及电力电子技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [2] 唐任远. 稀土永磁电机发展综述 [J]. 电气技术, 2005(4): 1-6.
- [3] 彭海涛, 何志伟, 余海阔. 电动汽车用永磁同步电机的发展分析 [J]. 微电机, 2010(6): 78-81.
- [4] 唐任远. 现代永磁电机—理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [5] 王成元, 夏加宽, 孙宜标. 现代电机控制技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [6] 李崇坚. 交流同步电机调速系统 [M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [7] 李长红, 陈明俊, 吴小役. PMSM 调速系统中最大转矩电流比控制方法的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005(21): 169-174.

作者简介: 张成(1987-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机矢量控制。

(上接第16页)

务, 行星齿轮机构既是电磁换向控制者, 又是目的执行者。行星发电机能直接产生变幅直流电, 而行星电动机具有机电双重调速功能, 即电子控制器细调速和行星齿轮粗调速, 机电联合调速具有宽广的调速范围。

### 参考文献

- [1] 张琛. 直流无刷电动机原理及应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2004: 6-22.
- [2] 夏长亮. 无刷直流电机控制系统 [M]. 北京: 科学出版社, 2009: 1-12.
- [3] 张磊, 瞿文龙, 陆海峰, 等. 非理想反电势无刷直流电机转矩直接控制方法 [J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2007, 47(10): 1570-1573.
- [4] 高瑾, 胡育文, 黄文新, 等. 超空间矢量下无刷直流电机的直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(24): 97-101.
- [5] 夏长亮, 张茂华, 王迎发, 等. 永磁无刷直流电机直接转矩控制 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(6): 104-109.
- [6] Gao Jin, Hu Yuwen. Direct self-control for BLDC motor drives based on three-dimensional coordinate system [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2836-2844.
- [7] Kang S J, Sul S K. Direct torque control of brushless DC motor with nonideal trapezoidal back EMF [J]. IEEE Trans. on Power Elec-

tronics, 1995, 10(6): 796-802.

- [8] Liu Y, Zhu Z Q, Howe D. Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2005, 41(2): 599-608.
- [9] 徐正. 3K 型轮系传动研究 [J]. 机械设计与制造, 1994(6): 48-50.
- [10] 段钦华, 杨实如. 具有公共行星轮的 3K 型行星传动的设计方法 [J]. 煤矿机械, 2005(5): 19-21.
- [11] 饶振纲. 微型行星齿轮传动的设计研究 [J]. 传动技术, 2003, 12(2): 18-24.
- [12] Lin J, Parker R G. Analytical characterization of the unique properties of planetary gear free vibration [J]. ASME Journal of Vibration and Acoustics, 1999, 121(7): 316-321.
- [13] LIN J, Parker R G. Planetary gear parametric instability caused by mesh stiffness vibration [J]. Journal of Sound and Vibration, 2002, 249(1): 129-145.
- [14] Ambarisha V K, Parker R G. Suppression of planet mode response in planetary gear dynamics through mesh phasing [J]. ASME Journal of Vibration and Acoustics, 2006, 128(4): 133-142.
- [15] 王世宇. 基于相位调谐的直齿行星齿轮传动动力学理论与实验研究 [D]. 天津: 天津大学, 2005.

作者简介: 史炎(1964-), 男, 高级工程师, 主要研究方向为振动测试及分析、强度计算。