

# 一种新型最大转矩电流比控制实现方法

薛海芬

(西门子(上海)电气传动设备有限公司,上海 200137)

**摘要:**采用最大转矩电流比控制方案可以使电机输出转矩不变的同时,实现定子铜耗最小、提高电机运动效率的目的。永磁同步电机分为凸极机(内置式永磁电机)和隐极机(表贴式永磁电机),此处以凸极机为例进行介绍。传统的永磁同步电机最大转矩电流比控制方案中,电流和转矩关系推导繁琐,工程实现复杂。从新的角度推导出最大转矩电流比条件下 $d, q$ 轴电流与转矩的数学关系,并介绍了利用PI调节器来解方程组的方法,求得的解分别作为 $d, q$ 轴的电流给定。最后通过用C语言编写的控制代码加Matlab/Simulink仿真的方式验证了所述方案,并对比了采用和不采用此方案时的电机铜耗大小,仿真证明此方案是可行的且易于工程实现。

**关键词:**最大转矩电流比;内置式永磁同步电机;比例积分调节器

**中图分类号:**TM351 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20595

## A New Method to Realize Maximum Torque per Ampere Control

XUE Haifen

(Siemens Electrical Drives (Shanghai)Co.,Ltd., Shanghai 200137, China)

**Abstract:** The maximum torque per ampere (MTPA) control strategy can decrease the stator loss and improve the efficiency of electric machinery. PMSM can be divided into IPMSM(interior permanent magnet synchronous motor) and SPMSM(surface mounted permanent magnet synchronous motor). A new method of realizing MTPA based on IPMSM was introduced. It was complicated and not easy to implement when using traditional way to derive the relationship between stator current and torque to realize MTPA scheme. The relationship of  $d, q$  axis current and torque was derived from a different point of view when using MTPA strategy. A closed loop with PI regulator was introduced to solve the equations set. The solving results were used as the current reference signal of current loop. The proposed method was verified and tested through Matlab/Simulink simulation in which the control was realized by calling C sourcing code. The rotor loss results of adopting and not adopting this scheme were compared. The simulation result proves that this scheme is feasible and easy to implement.

**Key words:** maximum torque per ampere (MTPA); interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); PI regulator

常用的电机有感应电机和同步电机,同步电机在电力驱动和发电等领域有广泛的应用。

常用的交流电机控制方式有压频比控制、直接转矩控制和矢量控制<sup>[1-5]</sup>,其中基于坐标变换的矢量控制方式,是最常用的电机控制方式之一。矢量控制方式中,通常对电机的磁链和转矩分别进行控制,而不同的磁链和转矩电流组合能产生同样大小的电机转矩,对于异步机而言,磁链由励磁电流分量产生,对于永磁同步机而言,磁链由永磁体和弱磁(或增磁)电流分量决定,这就会让人

们思考怎样选择磁链的大小和转矩电流的大小,使电机在较小电流的情况下就能产生同样的转矩,从而在电机输出同样转矩的情况下,产生最小的铜耗。

传统的最大转矩电流比实现方法有极值法、查表法、电流矢量角自校正法等<sup>[6-11]</sup>,其方法推导复杂,工程实际中应用困难。有些文章虽然推出了MTPA条件下电流和转矩的关系,但于由于太过复杂,又提出了利用查表法以及近似线性化的方法在工程中实现MTPA的建议。

**作者简介:**薛海芬(1982—),男,硕士,高级软件工程师,Email:haifen.xue@siemens.com

## 1 永磁同步机的数学模型

常见的同步机数学模型有电动机模型和发电机模型<sup>[12]</sup>,此处以发电机模型来讨论。本文所述的方法同样适用于电动机模型。

同步机发电运行期间,三个方向上的磁链方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} \Psi_{fA} \\ \Psi_{fB} \\ \Psi_{fC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{fm} \cos(\theta) \\ \Psi_{fm} \cos(\theta - 120^\circ) \\ \Psi_{fm} \cos(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_{BB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $\Psi_{fm}$ 为永磁体在定子上引起的磁链; $L_{AA}i_A$ 为A相电流在A方向上产生的磁链, $M_{AB}i_B$ 为B相电流在A方向上产生的磁链,其余依次类推。

凸极机转子的位置影响气隙的大小,不同方向上的平均磁导率会随着转子的旋转而周期性的变化,从而影响电感和互感的大小。

图1为同步电机结构图。

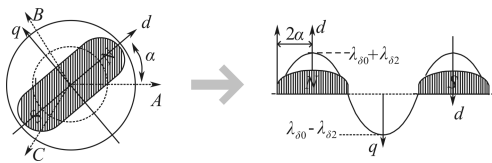


图1 同步电机结构图

Fig. 1 Structure diagram of synchronous motor

转子的角度为 $\alpha$ 时,A轴方向以入 $d, q$ 轴方向上的磁导率 $\lambda_\delta$ 可以表示如下:

$$\begin{cases} \lambda_\delta = \lambda_{\delta 0} + \lambda_{\delta 2} \cos(2\alpha) \\ \lambda_d = \lambda_{\delta 0} + \lambda_{\delta 2} \\ \lambda_q = \lambda_{\delta 0} - \lambda_{\delta 2} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\lambda_{\delta 0}$ 和 $\lambda_{\delta 2}$ 分别为 $\lambda_\delta$ 的平均值和二次谐波值。

设A,B,C中任意一相的漏感为 $L_0$ 。 $L_{s0}$ 为两相对准时的最大互感。凸极机引起的电感2倍频波动峰值为 $L_{s2}$ ,当转子角度为 $\theta$ 时,转子各绕组的自感、相间的互感可以表示如下:

$$\begin{cases} L_{AA} = L_0 + L_{s0} + L_{s2} \cos(2\theta) \\ L_{BB} = L_0 + L_{s0} + L_{s2} \cos 2(\theta - 120^\circ) \\ L_{CC} = L_0 + L_{s0} + L_{s2} \cos 2(\theta + 120^\circ) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} M_{AB} = M_{BA} = -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{BC} = M_{CB} = -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos(2\theta) \\ M_{CA} = M_{AC} = -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s2} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (4)$$

对三相磁链方程进行等功率坐标变换,在式(1)的左右两边均乘以等功率坐标变换矩阵,可以得到转子 $d-q$ 坐标系下的磁链:

$$\begin{cases} \Psi_d = \Psi_{fd} - L_d i_d \\ \Psi_q = \Psi_{fq} - L_q i_q \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\Psi_{fd}, \Psi_{fq}$ 分别为永磁体产生的磁链在 $d, q$ 轴上的分量。

当采用转子磁链定向时,转子磁链 $\Psi_f$ 全部在 $d$ 轴方向上, $q$ 轴上的转子磁链大小为0,磁链、永磁同步机的在 $d-q$ 坐标系下的电压方程如下所示:

$$\begin{cases} \Psi_d = \Psi_f - L_d i_d \\ \Psi_q = -L_q i_q \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\Psi_f$ 为永磁体产生的磁链。

$$\begin{cases} u_d = R i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_r \Psi_q = -R i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + \omega_r L_q i_q & e_q = 0 \\ u_q = R i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_r \Psi_d = -R i_q - L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \Psi_{fm}(e_q) - \omega_r L_d i_d \end{cases} \quad (7)$$

使用等功率坐标变换时,永磁同步机的转矩方程可表示如下:

$$\begin{aligned} T_e &= n_p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \\ &= n_p [(\Psi_f - L_d i_d) i_q + L_q i_q i_d] \end{aligned} \quad (8)$$

电机定子电流矢量的模值 $I_s$ 可由 $d, q$ 轴方向上的电流大小表示出来如下所示:

$$I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (9)$$

下面分析在转矩固定时,如何使得 $I_s$ 最小。

## 2 MTPA 运行时的电流与转矩

传统的MTPA推导方法是在转矩固定时,用拉格朗日数乘法以转矩公式为条件,求电机定子电流幅值 $I_s$ 的极小值<sup>[6]</sup>,此法的推导过程较为复杂,而且得到电流与转矩的关系之后,在数字控制芯片中求解电流的过程也很困难。此处从另一个角度进行分析。在式(8)的基础上,永磁同步电机的转矩公式可进一步化解为如下:

$$T_e = n_p [\Psi_f i_q + (L_q - L_d) i_d i_q] \quad (10)$$

则 $q$ 轴电流可以表示为

$$i_q = \frac{T_e / (n_p \cdot \Delta L)}{i_d + \Psi_f / \Delta L} = \frac{C}{i_d + B} \quad (11)$$

其中

$$\Delta L = L_q - L_d$$

$$B = \Psi_f / \Delta L$$

$$C = T_e / (n_p \cdot \Delta L)$$

在  $i_d$  和  $i_q$  分别为横轴和纵轴的坐标系下,当转矩恒定大于 0 时,由式(11)可知恒转矩曲线是下图中双曲线的上半支。而由式(9)可知,定子电流可表示为一个以原点为圆心,模值为半径的圆的上半部分,如图 2 所示。

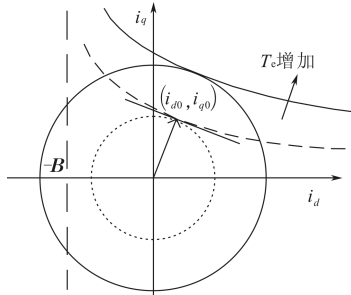


图 2 转矩和  $d, q$  轴电流的关系图

Fig. 2 The relationship between torque and  $d, q$  axis current

在恒任意转矩曲线上的一点  $(i_{d0}, i_{q0})$  处,曲线的法向量可以写为  $(i_{q0}, i_{d0} + \mathbf{B})$ 。由解析几何的知识可知,只要方向为法向量方向的直线过原点,那么这个直线与恒转矩曲线的交点就是定子电流曲线与恒转矩曲线的切点,这个时候在同样的转矩情况下,电流曲线的半径最小,转矩线上这一点到原点的距离最短,同样转矩下  $I_s$  的幅值最小,这就是最大转矩电流比(MTPA)情况下对应的点,这个曲线可表达为

$$i_q = \frac{i_{d0} + \mathbf{B}}{i_{q0}} \cdot i_d \quad (12)$$

将点  $(i_{d0}, i_{q0})$  代入到上面的直线公式中可以得到所有满足 MTPA 的点有如下的关系:

$$\left[ i_{d0} + \frac{\mathbf{B}}{2} \right]^2 - i_{q0}^2 = \frac{\mathbf{B}^2}{4} \quad (13)$$

式(13)中的所有点都满足最大转矩电流比(MTPA)。式(13)是一个双曲线的方程式,而在电机正常发电运行情况下  $d$  轴电流和  $q$  轴电流都大于 0,所以我们可以只关注图 3 中的实线曲线。

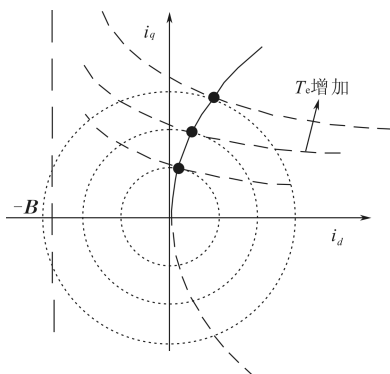


图 3 满足 MTPA 的点组成的曲线

Fig. 3 The curves consisting of points that satisfy MTPA

综上可知,满足 MTPA 的点同时满足式(11)和式(13),所以,对于一个给定的转矩  $T_e$ ,通过解下式所示的方程组,就可以得到对应的  $d$  轴和  $q$  轴电流的解。从而可以用此解作为电流内环的给定,最终得到相应的电流实现最大转矩电流比控制:

$$\begin{cases} i_q = \frac{T_e / (n_p \cdot \Delta L)}{i_d + \Psi_f / \Delta L} \\ (i_d + \frac{\Psi_f}{2\Delta L})^2 - i_q^2 = \frac{\Psi_f^2}{4\Delta L^2} \end{cases} \quad (14)$$

设置电机的参数如下:相数 3,极对数  $N_p = 3$ ,额定功率 1 000 kW,额定转速 400 r/min,额定转矩 23.873 kN·M,额定电压 690 V。

将上述电机参数代入以上方程组我们可以绘出在最大转矩电流比控制方式下  $d$  轴和  $q$  轴电流与转矩  $T_e$  的关系如图 4 所示。

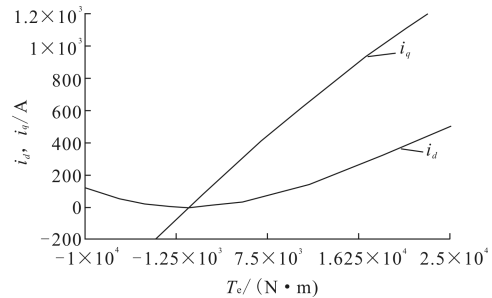


图 4  $d, q$  轴电流与转矩的关系

Fig. 4 Relationship between  $d, q$  axis current and torque

### 3 同步机最大转矩电流比的一种新型实现方法

永磁同步机在最大转矩电流比情况下运行时,上面的方程组可以化解为 2 个一元四次方程来分别解出  $i_d$  和  $i_q$  与转矩  $T_e$  的关系:

$$\begin{cases} (i_d + \mathbf{B})^3 i_d - C^2 = 0 \\ i_q^4 + \mathbf{BC} \cdot i_q - C^2 = 0 \end{cases} \quad (15)$$

上述方程虽然关系已经很清晰,然而在数字控制芯片中解上述方程仍然比较复杂,不便于工程实现。下面介绍一种通过 PI 调节器来快速解方程组的方法,此方法的实现框图如图 5 所示。

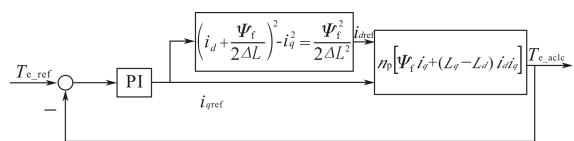


图 5 用 PI 调节器求解  $d, q$  轴电流的框图

Fig. 5 The block diagram of solving  $d, q$  axis currents with PI regulator

图5中转矩给定与计算所得转矩反馈之差,经过PI调节器后得到q轴电流给定信号,通过下式计算:

$$i_{d\_ref} = \frac{\Psi_f}{2\Delta L} + \sqrt{\frac{\Psi_f^2}{4 \cdot \Delta L^2} + i_{q\_ref}^2} \quad (16)$$

由式(16),可以轻易算出对应的d轴电流给定值,再用计算得到的d轴和q轴电流给定值代入到转矩公式中计算出一个转矩,并用计算所得转矩和给定转矩做比较,当2个转矩值出现偏差时,PI调节器可以自动调整输出q轴电流的大小,将偏差调整为零,最终实现解方程组的目的。

用Matlab/Simulink仿真上述PI调节器解方程的方法,采用第节设置的电机参数,得到了不同转矩下的 $i_d$ 和 $i_q$ 值如图6所示。由图6可知,计算结果和图4所示的计算结果一致,可见采用本文所提方法可以很好地实现MTPA控制。

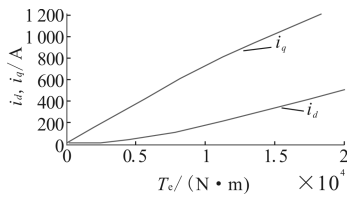


图6 仿真得到的d,q轴电流与转矩的关系  
Fig. 6 The relationship between d,q axis current and torque obtained by simulation

同步电机常用的内环控制框图的结构如图7所示<sup>[13-14]</sup>,不需要弱磁的情况下,d轴的电流给定为0,转矩的大小可以得到q轴电流的给定值,通过电流内环达到对电机控制的目的。此处推荐的最大转矩电流比控制方法的内环控制框图结构如图8所示,在不需要弱磁的情况下,d轴和q轴电流的给定由图5所示的闭环结构计算而来。

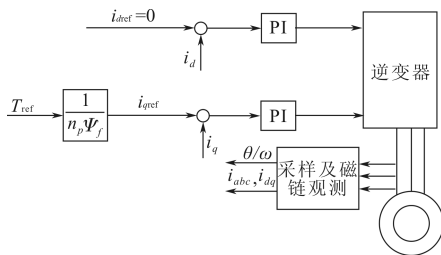


图7 传统电机内环控制框图  
Fig. 7 The block diagram of motor with traditional inner loop control

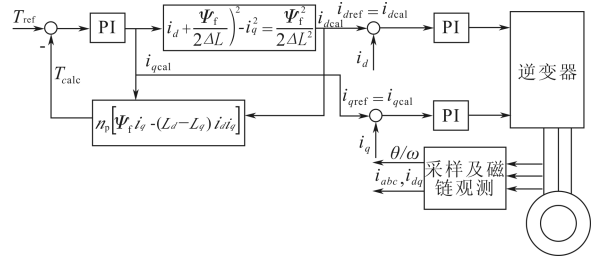


图8 加上MTPA控制方案后的电机控制框图  
Fig. 8 Motor control block diagram after adding MTPA control scheme

### 4 仿真分析

按照第2节设置的电机参数建立Matlab/Simulink仿真平台。

给定转矩20 kN·M,如果用 $i_d=0$ 控制方法,则可以得到 $i_q=1\ 214.142$  A,三相定子铜损耗的大小为11.793 kW.电机的三相电流波形如图9所示。

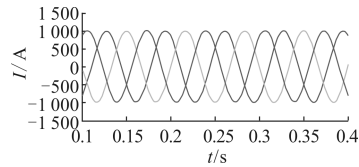


图9 用 $i_d=0$ 控制方法时的三相电流波形  
Fig. 9 Three phase current waves when using  $i_d=0$  control method

当采用图8所示的MTPA控制方案时,同样的转矩情况下,可得到 $i_d=364.287$  A, $i_q=1\ 074.618$  A( $I_s=1\ 134.68$  A),三相铜损耗为10.3 kW.可见,在同样转矩的情况下,用此方法可以减小1.493 kW的定子铜耗。三相电流的波形如图10所示。

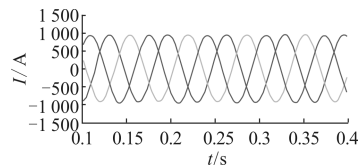


图10 用所述的MTPA控制方案时的三相电流波形  
Fig. 10 Three phase current waves when using the MTPA control scheme

### 5. 结论

本文从解析几何的角度推导出最大转矩电流比条件下d,q轴电流与电磁转矩的数学关系,并介绍了利用PI调节器来解方程组的方法来求

解给定转矩下  $d, q$  轴电流的大小,在同样输出电磁转矩的情况下实现了定子电流最小。此方法简单可靠且非常易于工程实现。

#### 参考文献

- [1] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社. 2006:190—216
- [2] Yukinori Inoue, Shigeo Morimoto, Masayuki Sanada. Control Method for Direct Torque Controlled PMSG in Wind Power Generation System [C]// IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 2009: 1231—1238.
- [3] 周扬忠, 胡育文, 黄文新. 直接转矩控制电励磁同步电机初始转子位置估计[J]. 电工技术学报, 2007, 22(12): 55—60.
- [4] Luukko J, Pyrhonen O, Niemela M, *et al.* Limitation of the Load Angle in a Direct Torque Controlled Synchronous Machine Drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(4): 793—798.
- [5] Pyrhonen J, Niemela M, Kaukonen J, *et al.* Test Results with the Direct Flux Linkage Control of Synchronous Motors [J]. IEEE AES Systems Magazine, 1998(4): 23—27.
- [6] 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, 25(21): 169—174.
- [7] 史光辉, 于佳, 张亮. 永磁同步电机最大转矩电流比控制[J]. 电机技术, 2009(5): 28—31.
- [8] Gubae Kang, Jaesang Lim, Kwanghee Nam, *et al.* A MT-PA Control Scheme for an IPM Synchronous Motor Considering Magnet Flux Variation Caused by Temperature [C]// IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition, 2004: 1617—1621.
- [9] Mohammad Abroshan, Jafar Milimonfared, Kaveh Malekian, *et al.* An Optimal Control for Saturated Interior Permanent Magnet Linear Synchronous Motors Incorporating Field Weakening [C]// International Power Electronics and Motion Control Conference, 2008: 1117—1122.
- [10] Butt, Casey B. Hoque, M Ashraf, Rahman M Azizur. Simplified Fuzzy-logic-based MTPA Speed Control of IPMSM Drive [J]. IEEE Transactions ON Industry Applications, 2004, 40(6), 1529—1535.
- [11] 黄鹏, 黄雷, 苗长云, 等. 考虑饱和效应的 IPMSM 最大转矩电流比控制[J]. 电力电子技术, 2011, 45(2): 41—43.
- [12] 汤蕴球, 张奕黄, 范瑜, 等. 交流电机动态分析[M]. 北京: 机械工业出版社 2005: 91—94
- [13] Abedini A, Luu Tin, Nasiri A. A Novel Speed Control Algorithm for PMSG Wind Turbines Aimed at Output Power Smoothing [C]// Conference on Electrical & Computer Engineering, 2008: 1597—1600.
- [14] Hu Weihao, Wang Yue, Song Xianwen, *et al.* A Novel Sensorless Unity Power Factor Control Method for Six-phase PMSG in Direct Drive Wind Energy Conversion Systems [C]. // IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition, 2009: 744—749.

收稿日期: 2019—07—22

修改稿日期: 2019—09—26