

文章编号:1671-6833(2013)02-0116-05

基于变参数模型的车用永磁同步电机 MTPA 控制方法研究

陈 涛, 肖海红

(河南工程学院 电气信息工程学院, 河南 郑州 451191)

摘 要: 针对车用永磁同步电机(PMSM)的高凸极率结构特点和宽范围运行特点对基于变参数模型的PMSM最大转矩电流比(MTPA)控制策略进行了研究. 为提高控制精度, 首先采用频谱分析和冻结磁导率方法获取转子磁链成份及不同负载下的电感和转子磁链值, 建立变参数电机模型并推导出相应的MTPA电流矢量表达式, 研究了其控制特性, 并与 $i_d=0$ 及定参数模型MTPA控制特性进行比较, 结果表明: 与 i_d 控制相比, 该方法可以获取更大的电流利用率, 与定参数模型相比, 则可以获取更快的动态响应.

关键词: 变参数模型; 冻结磁导率; MTPA; 永磁同步电机

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2013.02.029

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有结构简单, 功率因数高, 功率密度大, 转子结构灵活, 易于控制等优点^[1-5], 近年来在电驱动领域得到了广泛应用. 尤其是内嵌式结构时(IPMSM), 机械结构坚固, 适合高速运转, 在电动汽车、风电直驱等新能源领域得到了广泛关注和应用^[2].

对于车用领域来说, 为充分利用IPMSM磁阻转矩, 提高单位电流的转矩输出以获取较高的动态性能指标, 在其恒转矩区多采用MTPA控制策略^[3]. 鉴于MTPA控制的优点, 许多学者在该领域开展了大量卓有成效的研究, 李长虹等采用拉格朗日乘法, 通过迭代获取MTPA控制方式下的电流矢量, 为工程应用提供了方便^[4]; WEN Jian-ping等采用抗扰控制与MTPA控制相融合的控制策略, 提高了系统动态特性和调节特性^[5]. 然而这些方法的实施必须基于精确电机模型, 参数误差会带来控制精度的降低, 为获取较高控制精度, 电机参数的准确获取便成为问题关键和研究热点, 进而提出了许多电机参数辨识方法^[6]. 此外, 还有很多学者致力于自适应控制、卡尔曼滤波等先进控制算法来估算电机参数, 但这些算法较为复杂, 不便于工程实现, 且在控制过程中认为

转子磁链为正弦分布. 针对这些问题, 笔者采用冻结磁导率方法, 离线求取不同工况下的电机参数, 做成表格供算法查询, 从而提高了运算速度, 并通过对转子磁链的频谱分析, 获取其频谱成份, 提高模型精度, 推导出基于变参数模型MTPA控制方式下的电流矢量表达式, 对基于变参数模型的IPMSM最大转矩电流比控制特性进行了研究.

1 永磁同步电机 MTPA 控制原理

采用恒幅值变换后, 永磁同步电机在 d_q 坐标系下的转矩方程如式(1)所示.

$$T_e = \frac{3}{2}n_p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]. \quad (1)$$

式中: n_p 为电机极对数; ψ_f 为转子永磁体磁链; L_q 、 L_d 为交、直轴电感; i_q 、 i_d 分别为交、直轴电流.

MTPA控制的意义在于提高单位电流的转矩输出, 一方面在相同系统容量的前提下提高系统的动态性能指标, 另一方面则可以在相同转矩输出的情况下, 优化配置交直轴电流, 使定子电流最小, 从而降低电机铜耗和逆变器损耗, 提高系统效率^[7].

从数学角度来说, MTPA控制可以描述为在一定转矩前提下, 对定子电流求极值的问题, 即可以描述为公式(2).

收稿日期:2012-11-06; 修订日期:2012-12-28

基金项目:河南省科技攻关计划资助项目(122102210422)

作者简介:陈涛(1981-), 男, 河南淮阳人, 河南工程学院讲师, 博士研究生, 研究方向为现代电机驱动及故障诊断,

Email:jzitchentao@126.com.

$$\begin{cases} T_e = \frac{3}{2} p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \text{ (约束)}, \\ \min(I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}). \end{cases} \quad (2)$$

为了获取满足约束前提下, I_s 最小时的 i_d 、 i_q , 利用拉格朗日定理, 引入辅助函数

$$F = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} + \lambda \left\{ T_e - \frac{3}{2} n_p [\psi_f + (L_d - L_q) i_d i_q] \right\}. \quad (3)$$

式中: λ 为拉格朗日乘子, 对(3)式求偏导, 并令其为零, 则可得

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial i_d} = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} + \frac{3}{2} \lambda n_p (L_q - L_d) i_q = 0, \\ \frac{\partial F}{\partial i_q} = \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} + \frac{3}{2} \lambda n_p (L_d - L_q) i_d = 0, \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda} = T_e - \frac{3}{2} n_p [\psi_f + (L_d - L_q) i_d i_q] = 0. \end{cases} \quad (4)$$

求解公式(4), 即可以获取交直流电流, 如公式(5)所示

$$\begin{cases} i_q = \frac{\frac{8T_e\psi_f}{3n_p} + \sqrt{\left(\frac{8T_e\psi_f}{3n_p}\right)^2 - 4[\psi_f^2 - 4(L_d - L_q)^2] \left[\left(\frac{4T_e}{3n_p}\right)^2 - \psi_f^2\right]}}{2[\psi_f^2 - 4(L_d - L_q)^2]}, \\ i_d = \frac{\psi_f}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_f^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2}. \end{cases} \quad (5)$$

式中: T_e 为系统给定转矩, 其余参数如前所述. i_d 、 i_q 与转矩之间的关系可以通过公式(5)进行实时计算, 进而实现 MTPA 控制, 而在实际应用中, 为提高系统的实时性, 在定参数控制中可以离线计算出上述 MTPA 算法中对应不同转矩的交直流电流, 然后通过查表的方式实现 MTPA 控制.

2 考虑饱和及转子谐波的永磁同步电机 MTPA 控制

由公式(4)可见, MTPA 方式下, i_d 、 i_q 为电机参数 L_d 、 L_q 以及转子磁链 ψ_f 的函数, 而电机实际运行中, 这些参数会随负载变化而变化. 因此, 不同负载下的精确参数 $L_d(i_d, i_q)$ 、 $L_q(i_d, i_q)$ 以及 $\psi_f(i_d, i_q)$ 的获取就成为一个重要问题, FAZELI SM 等采用在线辨识方法获取实时电机参数^[6], 裴君等则通过自适应控制, 卡尔曼滤波, 遗传算法等先进控制方法来估算电机参数^[8], 但这些方法相对复杂, 不利于工程实现. 为此, 笔者采用有限元分析软件, 离线求取电机参数 $L_d(i_d, i_q)$ 、 $L_q(i_d, i_q)$ 和 $\psi_f(i_d, i_q)$.

在 $L_d(i_d, i_q)$ 、 $L_q(i_d, i_q)$ 和 $\psi_f(i_d, i_q)$ 的获取

上, 笔者采用冻结磁导率的计算方法, 该方法可以在考虑磁路饱和的情况下计算 d 、 q 轴电感, 并将总磁链分为永磁体磁链和电枢电流磁链, 从而使负载时对永磁体磁链的分析成为可能. 其基本思路是通过在有限元分析软件中给定 d 、 q 轴电流来模拟电机不同工作点, 在不同工作点的负载场计算完成之后, 将各网格单元的磁导率保存并应用到后续的磁场计算中, 这样一来, 虽说整个铁磁区域内的磁导率不相同, 但每个网格单元的磁导率是固定的, 所以后续场的计算为线性计算.

该方法较为直观、简便, 不仅可以考虑磁路饱和、交叉饱和的影响, 还可以通过适当的后处理, 考虑公共磁路的交叉耦合问题. 笔者所用电机的 $L_d(i_d, i_q)$ 、 $L_q(i_d, i_q)$ 和 $\psi_f(i_d, i_q)$ 随负载电流的变化情况如图 1~3 所示.

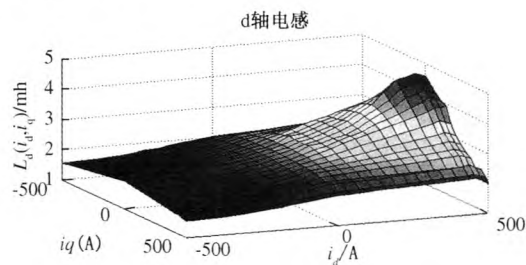


图1 不同负载下的直轴电感 $L_d(i_d, i_q)$

Fig. 1 $L_d(i_d, i_q)$ in different load

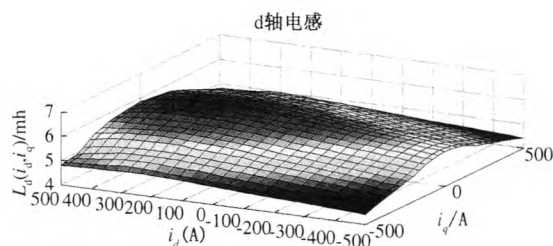


图2 不同负载下的交轴电感 $L_q(i_d, i_q)$

Fig. 2 $L_q(i_d, i_q)$ in different load

对于永磁体磁链来说, 受永磁体制造工艺限制和定子齿槽的影响, 会发生一定程度的畸变, 存在大量谐波成份^[9]. 对转子磁场进行傅里叶变换得到如图 4 所示的频谱. 由于研究对象为一台为

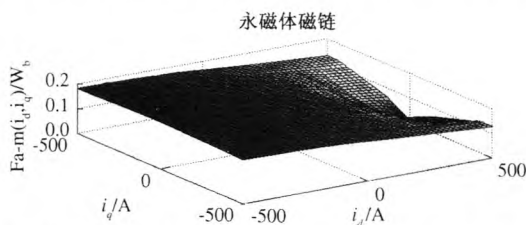


图3 不同负载下的转子基波磁链 $Fa_m(i_d, i_q)$

Fig. 3 $Fa_m(i_d, i_q)$ in different load

8 极 IPMSM,在有限元软件中建立的是全模型,所以基频在频谱图中的位置为 4,整数次谐波为 4 的倍数.从图 4 可以看出,转子磁场含有幅值较大的奇次谐波,由于 3*k* 次谐波将在 *abc-dq* 的坐标变换中被消去,笔者仅考虑 5,7,11,13,17,19 等 (6*k*±1) 次谐波,最终获取的电机参数可以描述为式(6),将公式(6)带入公式(5)中即可获得变参数 MTPA 控制的电流矢量,如公式(7)所示:

$$\begin{cases} i_q = \frac{\frac{8T_e\psi_f(i_d,i_q)}{3n_p} + \sqrt{\left(\frac{8T_e\psi_f(i_d,i_q)}{3n_p}\right)^2 - 4[\psi_f^2(i_d,i_q) - 4(L_d(i_d,i_q) - L_q(i_d,i_q))^2] \left[\left(\frac{4T_e}{3n_p}\right)^2 - \psi_f^2(i_d,i_q)\right]}}{2[\psi_f^2(i_d,i_q) - 4(L_d(i_d,i_q) - L_q(i_d,i_q))^2]} \\ i_d = \frac{\psi_f(i_d,i_q)}{2(L_q(i_d,i_q) - L_d(i_d,i_q))} - \sqrt{\frac{\psi_f^2(i_d,i_q)}{4(L_q(i_d,i_q) - L_d(i_d,i_q))^2} + i_q^2(i_d,i_q)}. \end{cases}$$

(7)

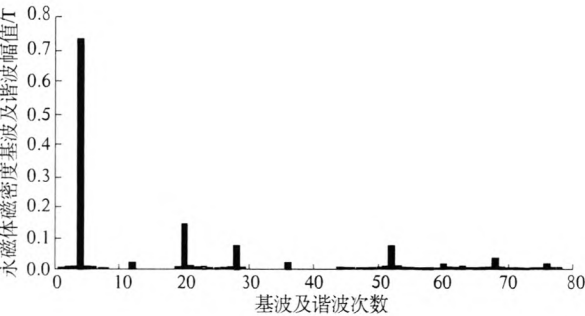


图 4 转子磁场的频谱分布
Fig.4 Spectrum distribution of rotor magnetic flux density

3 仿真结果及分析

针对上述算法,笔者构建了 IPMSM 变参数 MTPA 矢量控制仿真模型,所采用的 IPMSM 电机参数如表 1 所示.

表 1 IPMSM 电机参数

Tab.1 Motor parameters used in simulation model

参数	数值
额定功率/kW	50
定子电阻/Ω	0.0154
空载 L_d, L_q /mH	2.51, 5.99
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^{-2}$)	0.062 75
极对数	4
定子槽数	48
每相串联匝数	72
定子内径/mm	161.9
电枢铁心有效长度/mm	83.32

图 5 和图 6 分别是相同起动电流约束下变参数 MTPA 控制和 $i_d=0$ 控制下的转矩与转速变化

式(7)中各参数如前述定义,计算电流矢量所需电机参数 $L_d(i_d,i_q), L_q(i_d,i_q)$ 和 $\psi_f(i_d,i_q)$ 通过查表方式获取.

$$\begin{cases} L_d = L_d(i_d,i_q) \\ L_q = L_q(i_d,i_q) \\ \psi_f = \psi_1(i_d,i_q) + \psi_5(i_d,i_q) + \psi_7(i_d,i_q) + \psi_{11}(i_d,i_q) + \psi_{13}(i_d,i_q) + \psi_{17}(i_d,i_q) + \psi_{19}(i_d,i_q). \end{cases}$$

(6)

曲线,转速在 0 时刻从 0 到 50 rad/s 跃变,负载为 100 N·M,通过 PI 参数的调整保证两种控制方式承受相同起动电流.可以看出,MTPA 控制所产生的起动转矩要远大于 $i_d=0$ 控制,起动速度也会明显优于后者,这是由于对于车用 IPMSM 来说,

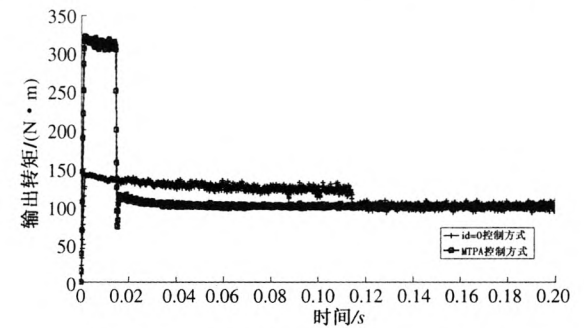


图 5 相同起动电流下 MTPA 控制与 $i_d=0$ 控制方式下的转矩变化曲线
Fig.5 Torque curve between MTPA control and $i_d=0$ control with the same starting current

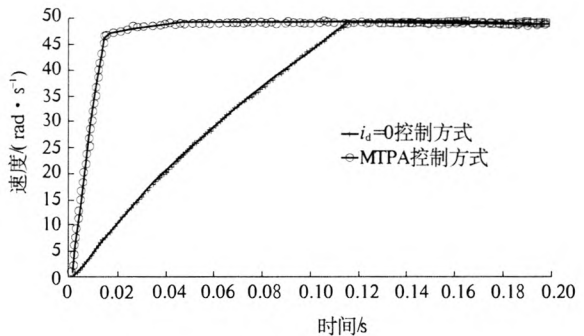


图 6 相同起动电流下 MTPA 控制与 $i_d=0$ 控制方式下转速变化曲线
Fig.6 Speed curve between MTPA control and $i_d=0$ control with the same starting current

多为高凸极率结构,磁阻转矩较大,所以对于车用 IPMSM 来说,MTPA 控制方式能显著提高电流利用率和系统动态响应速度.

图 7 是稳态时变参数 MTPA 和 $i_d=0$ 两种控制方式下的转矩、电流关系,可见对应相同的转矩输出,MTPA 控制方式下相电流会明显小于 $i_d=0$ 控制,具体差值和电机凸极率有关.

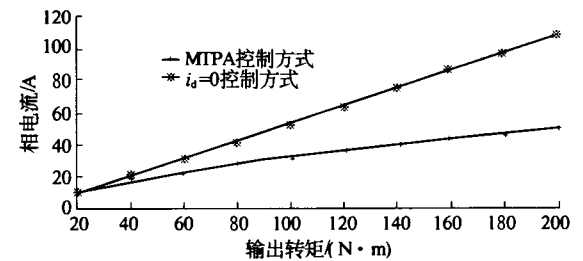
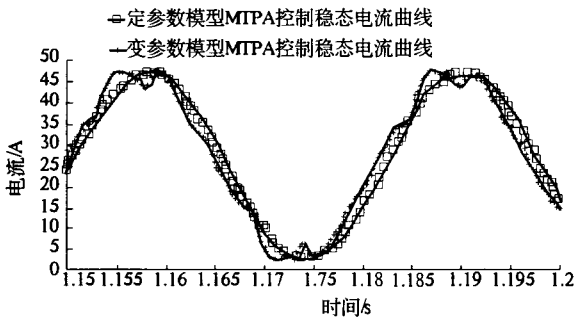
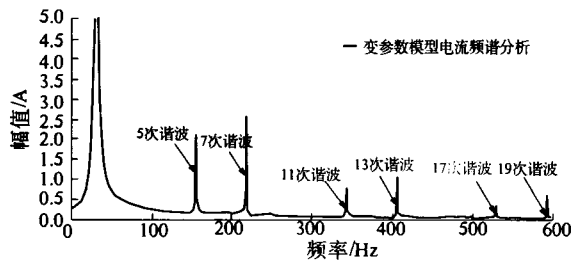


图 7 MTPA 控制与 $i_d=0$ 控制转矩-电流特性对比
Fig. 7 Torque and current characteristic comparison between MTPA control and $i_d=0$ control

图 8 为变参数和定参数 MTPA 控制下电流波形,此时电机转速为 50 rad/s,负载为 100 N·m. 可以看出,在考虑转子谐波之后,电流频谱中出现了与转子磁链谐波同次数的谐波,即 $(6k \pm 1)$ 次谐波,如图 8(b) 所示,这些谐波电流将会产生 6 千



(a) 变参数模型和定参数模型
MTPA 控制方式下的电流波形



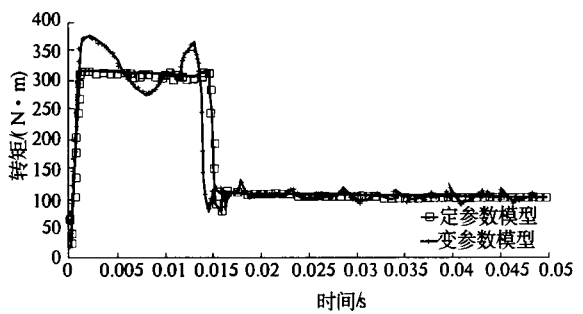
(b) 变参数模型 MTPA 控制方式下电流频谱

图 8 变参数-定参数模型 MTPA 控制方式下
电流波形及变参数模型电流频谱

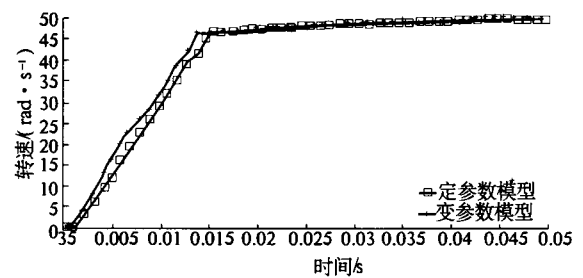
Fig. 8 Current waveform of variable and fixed
parameters model with MTPA control and the
current frequency spectrum of variable model

次转矩谐波^[9]. 谐波转矩的出现势必会影响到以转矩作为函数变量的 MTPA 电流矢量的配置,在电机建模过程中不能忽略.

图 9 为定参数和变参数 MTPA 控制方式下转矩和转速变化曲线,从图中可以看出,变参数模型 MTPA 起动转矩平均值较定参数模型大,转速的上升速度也略快,这是由于变参数模型在电流较大时交直轴电感及永磁体磁链都会发生变化,而交直轴电感受电流的影响程度具有较大差异,这些因数的综合作用,导致电机转矩比定参数时增加. 所以,变参数模型 MTPA 控制能取得更好的动态特性. 该结论虽然由对本文所采用电机的研究得出,但却适用于具有相同电感特性及永磁体特性的一类电机,具有普遍意义.



(a) 定参数模型-变参数模型 MTPA
控制方式下的转矩特性曲线



(b) 定参数模型-变参数模型 MTPA 控制
方式下的转速变化曲线

图 9 定参数模型-变参数模型 MTPA 控制
方式下的转矩、转速变化曲线

Fig. 9 Torque and speed curve of MTPA control
based on fixed parameters model and
variable parameters model

4 结论

(1) 通过冻结磁导率和转子磁场频谱分析可以建立 IPMSM 变参数模型,推导出基于变参数模型的 MTPA 控制方式下的电流矢量表达式,为相关研究打下基础;

(2) MTPA 控制较 $i_d=0$ 控制可以取得更高

的电流利用率,在满足相同转矩输出的前提下,可以降低定子电流,从而降低电机损耗和逆变器损耗,提高系统效率;

(3)永磁体磁场谐波会在转矩中产生相应谐波成份,在 MTPA 控制中会影响到交直流电流的配置,在建模过程中不能忽略,应予以考虑;

(4)由于交直流电感受电流的影响程度不同,相对于定参数而言,基于变参数模型的 MTPA 控制可以获取更高的动态性能.

参考文献:

- [1] VOLLMER U W E, SCHAFFER U W E. An at-all operating points efficient PMSM for HEV[J]. World Electrical Vehicle Journal, 2008, 2(4): 99 - 107.
- [2] MAI H C M, BEPNARD R, BIGOT P, et al. Optimal design of a PMSM using concentrated winding for application urban hybrid vehicle[C]. VPPC2010, 2010: 1 - 6.
- [3] 廖勇,伍泽东,刘刃,等. 车用永磁同步电机的改进 MTPA 控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 16(1): 12 - 17.
- [4] 李长虹,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.
- [5] WEN Jian-ping, CAO Bing-gang. A robust MTPA controller for high efficiency IPM synchronous motor[C]. Intelligent Vehicles Symposium, 2009: 829 - 832.
- [6] FAZELI S M, PING H W, ZARCHI H A, et al. Robust maximum torque per ampere control of interior permanent magnet synchronous motor drives using adaptive input-output feedback linearization approach [C]. TECHPOS, 2009: 1 - 6.
- [7] 王成元,夏加宽,杨俊友,等. 电机现代控制技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2006: 87 - 91.
- [8] 裘君,赵光宙. 永磁同步电机磁链自适应控制[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(6): 798 - 803.
- [9] 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: 39 - 41, 78 - 80.

Study of MTPA Control Strategy for PMSM Used in Electric Vehicles Based on Variable Parameter Model

CHEN Tao, XIAO Hai-hong

(School of Electrical Information Engineering, Henan Institute of Engineering, Zhengzhou 451191, China)

Abstract: In view of the high salient pole rate structural features and wide range operation characteristics of permanent magnet synchronous motor (PMSM) used in electric vehicles, maximum torque per ampere (MTPA) vector control strategy of PMSM based on variable model was studied in this paper. For higher control precision, rotor flux linkage components along with inductance and rotor flux linkage value in the different loads were first obtained with spectrum analysis and frozen permeability methods, the accurate motor model was developed, and the corresponding MTPA current vector expressions were derived. Furthermore, its control characteristics were studied, and some comparisons about control characteristic among MTPA based on variable parameters model, fixed parameter model and control characteristic were made. The results show that the MTPA based on variable parameters model can find more higher current utilization compared withid control and can get better dynamic performance compared with itself based on fixed parameter model.

Key words: variable parameter model; frozen permeability; MTPA; PMSM