

一种永磁同步电动机的宽调速范围控制方法

刘洋 王帅 杨晓霞 邓永停

(中国科学院长春光学精密机械与物理研究所 长春 130033)

摘要:针对永磁同步电动机的宽调速范围应用和弱磁难问题,提出了一种永磁同步电动机的宽调速范围控制方法,该方法基于矢量控制原理,基速以下采用 $i_d=0$ 控制,基速以上采用弱磁控制,利用电压外环调节器产生直轴电流参考值 i_d^* ,不依赖于电机参数,易于数字化实现。提出电流反馈解耦控制方法,实现了 d 、 q 轴电流的完全解耦,提高了永磁同步电动机的控制性能。在5.5 kW的内置式永磁同步电动机上进行了仿真,扩速倍数可达3倍,转速、转矩控制性能良好,验证了控制方法的有效性,对永磁同步电动机的宽调速范围应用具有实际意义。

关键词: 永磁同步电动机;宽调速;矢量控制;弱磁控制;电流反馈解耦

中图分类号: TN820.3 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Wide speed range control method of permanent magnet synchronous motor

Liu Yang Wang Shuai Yang Xiaoxia Deng Yongting

(Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Science, Changchun 130033, China)

Abstract: For the current situation of permanent magnet synchronous motor's wide speed range application and flux-weakening, a method of permanent magnet synchronous motor's wide speed range control is proposed. This method is based on vector control theory, $i_d=0$ control method used below base speed and flux-weakening control method used above base speed. Direct axis current reference value i_d^* is generated by external voltage loop controller. i_d^* is not dependent on motor parameters and easy to digital realization. The current feedback decoupling control method is proposed to decouple completely d and q axis current, which improves the control performance of permanent magnet synchronous motor. The control method is simulated in 5.5 kW interior permanent magnet synchronous motor. The simulation results show the speed range expansion is up to three times, at the same time, speed and torque control performance is good. The simulation verifies the effectiveness of the control method, and the control method has practical significance for the wide speed range application of permanent magnet synchronous motor.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; wide speed; vector control; flux-weakening control; current feedback decoupling

1 引言

永磁同步电动机(permanent magnet synchronous motor,简称PMSM)具有结构简单、运行可靠、效率高、功率密度大的特点,因此得到了广泛的应用。通过变频器的有效控制,永磁同步电动机输出的转速精度高,额定转速范围以内都能保证额定转矩的驱动能力,并且转矩脉动小,在中低速、高性能应用场合具有很大优势。但是,在数控机床、电动汽车等的应用,一方面要求基速以下大转矩,保证足够的出力要求,另一方面还要求基速以上小转矩、

恒功率,具有较为宽广的调速范围,以适应高速运行工况。因此,采用弱磁控制,拓宽PMSM的调速范围,是近些年来PMSM一个重要的研究方向,研究的重点则集中在电动机本体结构和控制策略上。PMSM采用永磁体作为磁源,是其效率高、出力大、体积小的原因,但由于磁场强度无法调节,使其相对于传统的电励磁电动机而言,少了一个重要的控制变量,导致弱磁扩速困难。

由于内置式永磁同步电动机(interlor PMSM,简称IPMSM)具有相对更大的电枢电感,因而 d 轴电感引起的电枢反应也更强,所以更适合弱磁扩速。本文提出的宽调

速范围的 PMSM 控制方法,在电机本体确定、不增大输入电压或者系统容量的情况下,可以实现 PMSM 的弱磁扩速,该方法基于矢量控制原理实现,基速以下采用 $i_d=0$ 控制,基速以上采用弱磁控制。若不采用弱磁控制,基速以上 PMSM 的端电压接近于逆变器允许的最大电压,瞬态运行时电压矢量控制输出可能超过最大允许电压, d 、 q 轴电流控制器将达到饱和并且相互影响,导致电流、转矩、速度响应变坏。本文还研究了 d 、 q 轴电流交叉耦合对 PMSM 控制性能的影响,并且提出了 d 、 q 轴电流的反馈解耦方法,设计的宽调速范围控制在 5.5 kW 的 IPMSM 上进行了仿真,扩速倍数可达 3 倍,控制性能良好,验证了控制方法的有效性,对 PMSM 的宽调速范围应用具有实际意义。

2 PMSM 的数学模型

通过一定的理想化假设,可以建立 PMSM 的 dq 坐标系下的数学模型^[1-2]。

电压方程:

$$\begin{cases} u_d = L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q + R_1 i_d \\ u_q = L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (\psi_f + L_d i_d) + R_1 i_q \end{cases} \quad (1)$$

电磁转矩方程:

$$T_{em} = p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

机械运动方程:

$$T_{em} - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (3)$$

式中: u_q 、 u_d 为交直轴电压; i_q 、 i_d 为交直轴电流; ω_e 为电角速度; R_1 为定子相电阻; L_q 、 L_d 为定子绕组的交直轴电感; ψ_f 为永磁体产生的磁链; p_n 为电机极对数; T_{em} 、 T_L 分别为电磁转矩、负载转矩, ω_m 为机械角速度; B 为粘滞系数。

电压、电流极限:

$$u_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq u_{lim} = U_{dc} / \sqrt{2} \quad (4)$$

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{lim} = \sqrt{3} I_{lim} \quad (5)$$

式中: U_{dc} 为逆变器直流侧的最大电压, I_{lim} 为电动机可以达到的最大相电流基波有效值。

稳态时,将式(1)带入式(4)有:

$$(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2 \leq (u_{lim} / \omega_e)^2 \quad (6)$$

对于 IPMSM, $L_d \neq L_q$, 在以 (i_d, i_q) 为坐标轴的平面内,式(6)为一个椭圆方程,以 $(-\psi_f / L_d, 0)$ 为圆心,以 u_{lim} / ω_e 为半径,半径随着转速升高而缩小,称为电压极限椭圆。由式(5)可以看出,最大电流轨迹为以原点为圆心,以 i_{lim} 为半径的固定的圆,称为电流极限圆。由于 PMSM 运行时受逆变器输出电压、电流限制,电流轨迹必须位于电流极限圆和电压极限椭圆包含的区域内。否则, PMSM 的定子电流就不能跟踪给定电流,导致系统性能下降^[2]。

3 调速方案

图 1 所示为宽调速范围的 PMSM 控制方案原理。本方案在矢量控制的基础之上,增加电压外环调节器产生直轴电流参考值 i_d^* , 而交轴电流参考值 i_q^* 仍然由转速环 PI 调节得到。由于电机和逆变器极限电流的限制,增加直轴励磁电流分量的同时就要减小交轴转矩电流分量。通过检测电流调节器输出的电压指令,一旦电压指令超过极限值,就利用电压偏差做 PI 调节,负方向增加 i_d , 使 PMSM 的工作点重新回到电压极限椭圆和电流极限圆内部^[3]。这种自动调节弱磁电流的控制算法原理简单,易于工程实现,具有良好的参数鲁棒性,弥补了公式法弱磁控制依赖于电机参数的缺陷,实现了相对平稳的弱磁控制,与 $i_d=0$ 控制相结合,可使 PMSM 在全速度范围内运行^[4-5]。

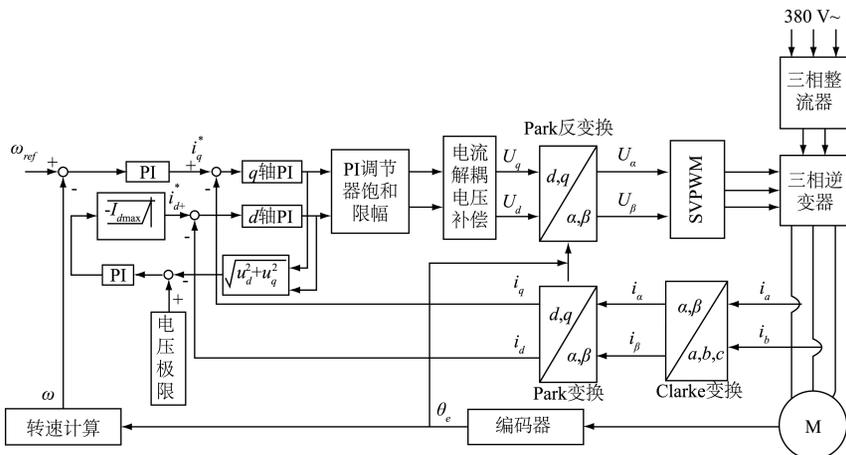


图 1 宽调速范围的 PMSM 控制方案原理

4 解耦与补偿

4.1 交叉耦合对 PMSM 控制性能的影响

基速以下运行,采用 $i_d = 0$ 控制,带额定负载,正转时有 $i_q > 0$,由式(1)可知稳态运行时电压方程:

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_q i_q < 0 \\ u_q = \omega_e (L_d i_d + \psi_f) > 0 \end{cases} \quad (7)$$

d, q 轴电压控制量是由 d, q 轴电流偏差经 PI 调节器传递函数记为 $G_{id}(s), G_{iq}(s)$,联系式(7)有:

$$\begin{cases} u_d = G_{id}(s)(i_d^* - i_d) = -\omega_e L_q i_q < 0 \\ u_q = G_{iq}(s)(i_q^* - i_q) = \omega_e (L_d i_d + \psi_f) > 0 \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可知, PMSM 基速以下带载稳态运行时,采用 $i_d = 0$ 控制, d, q 轴电流必然存在控制偏差,且有:

$$\begin{cases} i_d^* = 0 < i_d \\ i_q^* > i_q > 0 \end{cases} \quad (9)$$

这个控制偏差是由相互耦合影响导致的,并且与转速成正比,当转速很高时必须加大电流调节器的比例系数,来尽量减小偏差,否则电流将很难跟踪给定值,但是这样不能从根本上消除偏差^[6]。造成偏差的根本原因是矢量控制通过坐标变换虽然分解出 d, q 轴电流分量,可以分别进行控制,但是仍存在相互耦合,这是由 PMSM 数学模型决定的,如图 2 所示为 PMSM 的 d, q 轴电流反馈解耦控制原理, PMSM 交叉耦合结构在如图 2 右侧方框内所示。上述在稳态模型下分析了交叉耦合对 PMSM 控制的影响,实际上这种耦合作用对电流的动态响应也存在影响。要使 u_d, u_q 独立的控制 i_d, i_q ,需要进行电流解耦控制,下面将介绍电流反馈解耦控制方法。

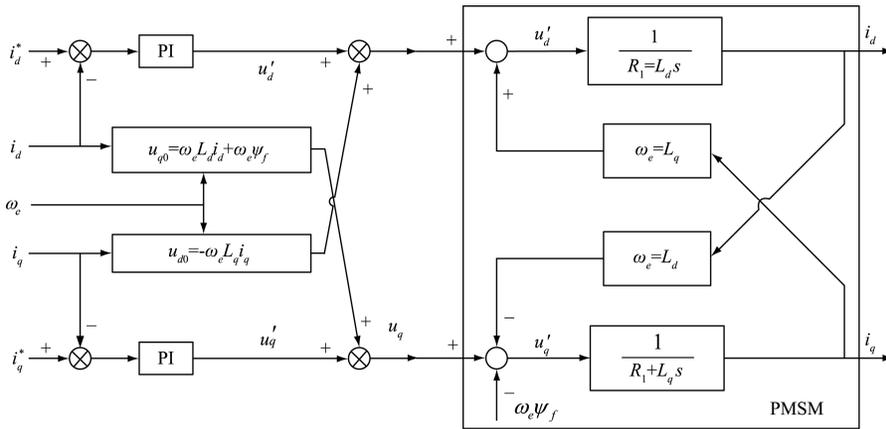


图 2 PMSM 的 d, q 轴电流反馈解耦控制原理

4.2 电流反馈解耦控制

由 PMSM 交叉耦合关系和电压方程式可以看出,由于 $\omega_e L_d i_d$ 和 $\omega_e L_q i_q$ 相互耦合, u_d, u_q 不能独立的控制 i_d, i_q 。对于电感较大的 IPMSM 耦合影响更为明显,并且随着转速的升高这种耦合作用越强,尤其到弱磁运行的高速段尤为突出。为了消除这种耦合作用,可采用电流反馈解耦控制器^[7-8]。

电流解耦控制器方程:

$$\begin{cases} u_d = u_d' + u_{d0} = G_{id}(s)(i_d^* - i_d) - \omega_e L_q i_q \\ u_q = u_q' + u_{q0} = G_{iq}(s) \cdot (i_q^* - i_q) + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (10)$$

电流解耦后, PMSM 的电压方程:

$$\begin{cases} u_d' = R_1 i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ u_q' = R_1 i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (11)$$

式(11)不含耦合乘积项,是线性方程,可见,加入电流反馈解耦后, d, q 轴可看成两个独立的子系统,控制是完全解耦的。

5 仿真与分析

5.1 仿真模型

通过上述设计分析,在 MATLAB/Simulink 下搭建调速范围的 PMSM 控制系统模型,主要包括主电路, Clark, Park, iPark 坐标变换,外环转速 PI 调节器,内环 d, q 轴电流 PI 调节器,采用弱磁控制策略时,还应包含用于产生 d 轴电流参考值 i_d^* 的 PI 调节器,以及产生驱动逆变器的关键模块 SVPWM^[9-10]。直流母线电压 $U_{dc} = 540$ V, 电流极限为 30 A, 则电压极限值为 380 V, 产生 d 轴电流参考值 i_d^* 的 PI 调节器限幅范围为 $(-30, 0)$ 。这里不介绍模块的搭建,重点分析仿真结果。仿真中用到 IPMSM 的参数为: $P_N = 5.5$ KW, $n_N = 3000$ rpm, $T_N = 17.5$ N·m, $R_1 = 0.16$ Ω, $L_d = 7.3$ mH, $L_q = 13.6$ mH, $\psi_f = 0.29889$ Wb, $p_n = 3$ 。

5.2 仿真结果

转速为 2500 rpm, 带载 17.5 N·m, 未解耦时仿真波形如图 3 所示; 转速为 2500 rpm, 带载 17.5 N·m, 电流反馈解耦时的 d, q 轴电流波形如图

4所示;转速为7 500 rpm,空载,电流反馈解耦时仿真波形如图5所示。

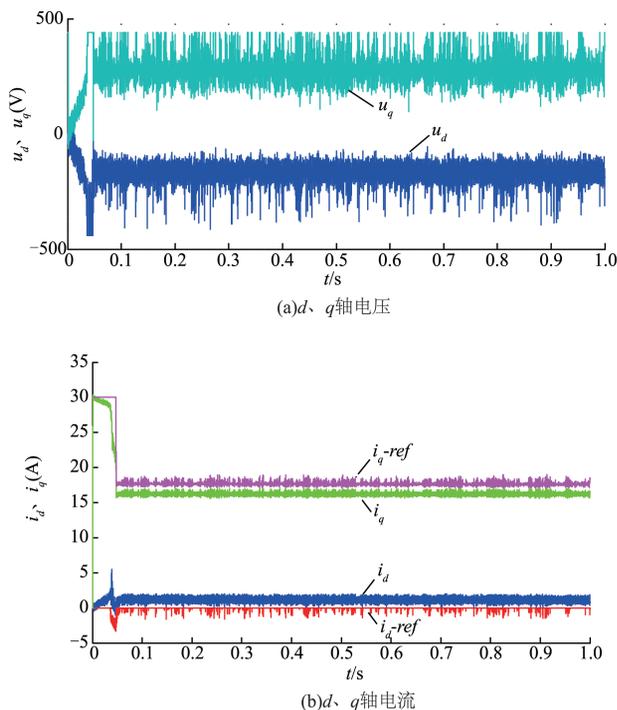


图3 2 500 rpm, 17.5 N·m, 未解耦时仿真波形

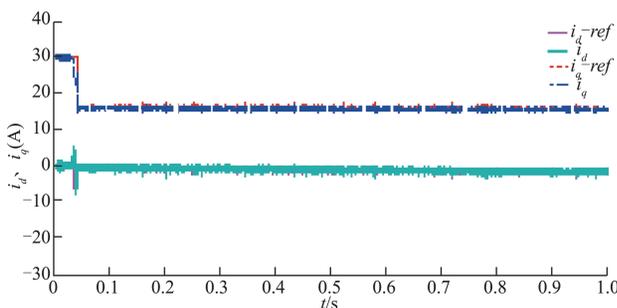


图4 2 500 rpm, 17.5 N·m, 反馈解耦时 d、q 轴电流

经仿真可知,IPMSM的弱磁起始转速为2 500 rpm,带额定负载17.5 N·m时, i_d 给定值仍为零,此时逆变器输出电压已经达到电压极限,当转速高于2 500 rpm时,将逐渐进入弱磁区, i_d 负值分量逐渐增大,当达到最高转速7 500 rpm,不带负载时,电动机的d轴电流分量已经达到电流极限值-30 A,此时IPMSM的电流全部用来弱磁。由图4可知,未加入电流反馈解耦时,d、q轴相互耦合,d、q轴电压、电流符合式(8)、(9)的分析,d、q轴电流与给定值存在偏差,尤其是q轴电流偏差较为明显,并且电动机加速段时q轴电流有下倾现象。如图5所示,加入电流反馈解耦后,d、q轴实现了完全解耦的独立控制,d、q轴电流稳态无静差,且动态跟踪性能更优,提高了PMSM的转矩、转速控制性能。

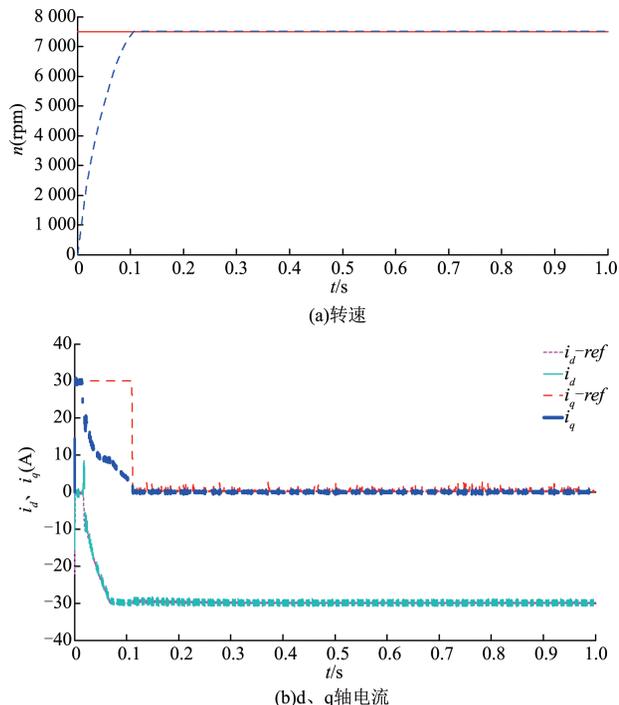


图5 7 500 rpm, 空载, 电流反馈解耦时仿真波形

5 结论

针对PMSM宽调速范围应用及弱磁难的问题,本文设计了一种宽调速范围的PMSM控制方法,基速以下采用 $i_d=0$ 控制,基速以上采用弱磁控制。利用电压外环调节器产生直轴电流参考值 i_d^* 的,基速以下可以满足额定转矩的驱动能力,基速以上可以实现弱磁扩速。本文提出的电流解耦控制方法,易于数字化实现,改善了d、q轴电流的控制性能。搭建的控制模型在5.5 kW的IPMSM实例上进行了仿真,扩速倍数可达3倍,并且IPMSM的转矩、转速控制性能良好,验证了设计的控制方法的有效性,对宽调速范围的PMSM控制应用具有实际意义。

参考文献

- [1] 林连东. 基于无差拍控制的PMSM电流预测控制算法[J]. 电子测量技术, 2013, 36(10): 38-42.
- [2] 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.
- [3] 盛义发, 喻寿益, 桂卫华, 等. 轨道车辆用永磁同步电机系统弱磁控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 74-79.
- [4] 唐朝晖, 丁强, 喻寿益, 等. 内埋式永磁同步电机的弱磁控制策略[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(5): 68-72.
- [5] 赵凯辉, 陈特放, 张昌凡, 等. 永磁同步牵引电机无速度传感器转矩精确控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(1): 38-47.

- [6] 唐小琦,白玉成,陈吉红. 永磁同步电机高性能电流解耦控制的研究[J]. 电气传动, 2009, 39(10):18-22.
- [7] 邱忠才,肖建,郭冀岭,等. 永磁同步电机速度预测电流解耦控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(5): 648-654.
- [8] MORIMOTOS, SANADA M, TAKEDA Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4):920-926.
- [9] 丁硕,崔总泽,巫庆辉,等. 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制仿真研究[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(6):81-85.
- [10] 赵凯辉,陈特放,张昌凡,等. IPMSM 非奇异快速终端滑模无速度传感器转矩控制[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(2):294-303.

作者简介

刘洋(通讯作者),1987年出生,工学硕士,研究实习员,主要研究方向为伺服控制及精密跟踪技术。
E-mail:ly_nwpu2007@163.com

(上接第 49 页)

- [3] WIDROW B, MCCOOL J, LARIMORE M G, et al. Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter[J]. Springer Netherlands, 1977, 64(8):1151-1162.
- [4] 万政伟,惠晓威,朱婷. 基于 NLMS 算法的自适应滤波器的研究与应用[J]. 计算机系统应用, 2010, 19(4):46-48.
- [5] SAYED A L. Adaptive filters[M]. America: John Wiley & Sons, NJ, 2008:138-189.
- [6] 刘富忠,范文付. 射频功率控制电路的温度补偿方法[P]. 中国专利, CN 1074789A, 2007.
- [7] LEE J G, KIM J H, KANG T W, et al. RF peak power calibration of modulated signals [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2011, 60(7):2621-2626.
- [8] 林茂六. 射频微波功放器件非线性记忆效应测量与行为建模技术的新进展[J]. 电子测量与仪器学报, 2014, 28(2):113-122.
- [9] 陈可,朱常其,何燕. 基于 MAX2769 的射频前端的设计和实现[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(1): 58-61.
- [10] 佟学俭,罗涛编著. OFDM 移动通信技术原理与应用[M]. 北京:人民邮电出版社, 2003.

作者简介

陈新,1989年出生,男,硕士研究生,主要研究方向为无线射频系统建模及功率放大器校准。

E-mail: boychenx@126.com

陈双双,1990年出生,男,硕士研究生,主要研究方向为图像匹配,嵌入式。

林晓焕,1964年出生,女,本科,教授,硕士生导师,主要研究方向为电力系统通信及调度自动化。