

无电压限幅环节的无传感器永磁同步电机 矢量控制技术*

施铃丽¹, 谢源¹, 何志明²

(1. 上海电机学院 电气学院, 上海 201306;

2. 苏州半唐电子有限公司, 江苏 苏州 215332)

摘要: 在电机高速弱磁或过载要求高的情况下, 需要通过脉冲宽度调制(PWM)的过调制运行提高直流母线电压利用率。基于磁链观测的无传感器永磁同步电机矢量控制(磁场导向控制, FOC)技术具有算法简单、易实现等优点, 但在过调制情况下电压限幅环节会引起磁链观测及转子位置角估算误差。为提高 PWM 过调制情况下系统的控制性能, 对传统的 FOC 控制框图进行了改进, 省去了电压限幅环节并利用由占空比计算的实际电压对定子磁链进行估算。MATLAB 仿真验证了改进方法的有效性。研究结果表明: 该方法充分利用 PWM 调制固有的限幅特性, 既能简化控制算法又能提高磁链观测精度, 具有较好的技术经济性能。

关键词: 永磁同步电机; 脉冲宽度调制过调制; 矢量控制框图; 磁链观测

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)02-0015-05

Vector Control of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Without Voltage Limiting Link*

SHI Lingli¹, XIE Yuan¹, HE Zhiming²

(1. School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China;

2. Suzhou Parton Electronics Co., Ltd., Suzhou 215332, China)

Abstract: In the case of high speed weak magnetic field or high overload requirements of the motor, it was necessary to improve the voltage utilization rate of DC bus through pulse width modulation (PWM) over-modulation operation. The sensorless permanent magnet synchronous motor (PMSM) vector control (field oriented control, FOC) technology based on flux observation had the advantages of simple algorithm and easy implementation, but the voltage limiting link in the case of over-modulation would cause the error of flux observation and rotor position angle estimation. In order to improve the control performance of the system under PWM over-modulation, the traditional FOC control block diagram was improved, which eliminated the voltage limiting link and calculated the actual voltage obtained from duty ratio to estimate the stator flux linkage. MATLAB simulation verified the effectiveness of this method. The results showed that the new method could make full use of the inherent limiting characteristics of PWM, which could not only simplify the control algorithm but also improve the accuracy of flux observation, and had good technical and economic performance.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); pulse width modulation over-modulation; vector control block diagram; flux observation

* 基金项目: 上海市科学技术委员会科研项目(17DZ1201200)

作者简介: 施铃丽(1993—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动与控制。

谢源(1978—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电机控制、风力发电状态监测、故障诊断等。

何志明(1971—), 男, 博士, 研究方向为电机控制。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有效率高、功率密度高、体积小、损耗小、温升小、结构简单和运行可靠等优点^[1-3]。随着永磁材料、电力电子技术以及现代控制理论的发展,PMSM 逐渐在电力机车、机器人、航天航空等各个工业领域显示出巨大的潜力^[4-5]。其驱动控制是交流调速系统的一个重要研究领域,受到国内外研究者的广泛关注。

PMSM 是一个强耦合、多变量、非线性的复杂系统,实际运行工况复杂。矢量控制(磁场导向控制,FOC)通过坐标变换将交流电机原本耦合的控制变量解耦成独立励磁分量和转矩分量,然后分别对解耦后的励磁和转矩分量进行控制以克服自身耦合的不足,使交流电机获得近似于他励直流电机良好调速性能^[6]。

随着无传感器技术的发展^[7-10],其在电机控制系统中的应用日益广泛。本文以基于磁链观测的无传感器 PMSM FOC 为研究对象。在电机高速弱磁或过载要求高的情况下,需要通过脉冲宽度调制(PWM)的过调制控制来提高直流母线的电压利用率,而实际工程中采用较多的是空间矢

量脉宽调制(SVPWM)的过调制。传统 FOC 将限幅环节的输出电压值送入磁链观测器进行转子位置角的估算。当 SVPWM 处于过调制时,由于 SVPWM 自有的限幅特性会导致输入到磁链观测器和输入到电机中的电压值存在误差,影响磁链观测器估计转子位置角的精度;同时,传统 FOC 的限幅计算包含了开方运算,计算量较大,计算时间长,计算复杂,不利于实时高精度控制。针对上述不足,本文提出一种改进的矢量控制方案,在传统 FOC 框图限幅思想的基础上,舍弃原来的电压限幅处理环节,选择在 SVPWM 环节后面进行电压计算,再将输出的电压值送入磁链观测器进行磁链及转子位置角估算。该方法充分利用 SVPWM 自有的限幅特性,既能简化控制算法又能提高磁链观测精度,具有较好的技术经济性能。通过理论和仿真分析对无电压限幅环节的无传感器 PMSM FOC 技术进行了研究验证。

1 传统 FOC 与改进 FOC 对比分析

1.1 传统 FOC 框图分析

传统工程应用的 FOC 框图如图 1 所示。

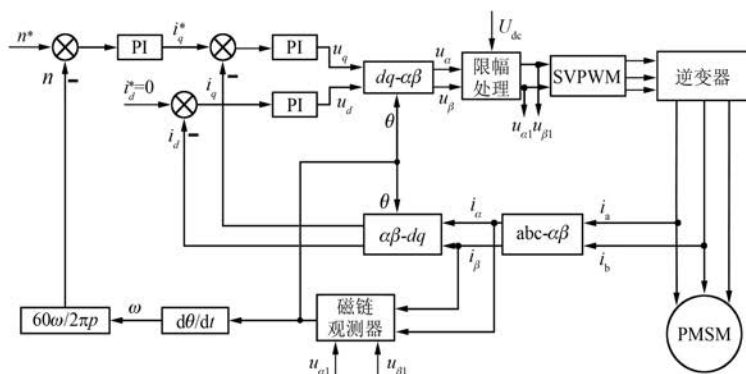


图 1 传统 FOC 框图

图 1 中,系统将反旋转变换环节输出的两相静止电压 u_α 、 u_β 输入限幅处理环节并对其进行限幅处理,得到限幅输出电压值 $u_{\alpha 1}$ 、 $u_{\beta 1}$ 后,再分别送入磁链观测器(估算转子位置角)和 SVPWM(控制电机实际运行)以实现系统的有效控制。

$$|U_s| = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \quad (1)$$

式中: $|U_s|$ ——限幅前目标定子电压幅值。

$$U_{s\text{-limit}} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (2)$$

式中: $U_{s\text{-limit}}$ ——外部给定的电压限幅的幅值;

U_{dc} ——逆变器母线电压。

若存在:

$$|U_s| > U_{s\text{-limit}} \quad (3)$$

则,

$$\begin{cases} u_{\alpha 1} = u_{\alpha} \cdot \frac{U_{s-\text{limit}}}{|U_s|} \\ u_{\beta 1} = u_{\beta} \cdot \frac{U_{s-\text{limit}}}{|U_s|} \end{cases} \quad (4)$$

否则,

$$\begin{cases} u_{\alpha 1} = u_{\alpha} \\ u_{\beta 1} = u_{\beta} \end{cases} \quad (5)$$

首先,由式(1)~式(5)可知,传统的限幅处理计算复杂。由于式(1)进行了开方运算,而软件编程中进行开方计算时间较长,会导致基于传

统 FOC 的系统实际运行时跟随时间较长。其次,在 SVPWM 过调制的情况下,由于 SVPWM 本身具备限幅功能,限幅处理输出的电压值 u_{a1} 、 $u_{\beta1}$ 经 SVPWM 的限幅处理再输入到电机与直接输入到磁链观测器的电压值存在误差,导致估算的转子位置角与实际转子位置角间存在误差,最终影响系统的观测精度。

1.2 改进后 FOC 设计

改进 FOC 控制框图如图 2 所示。

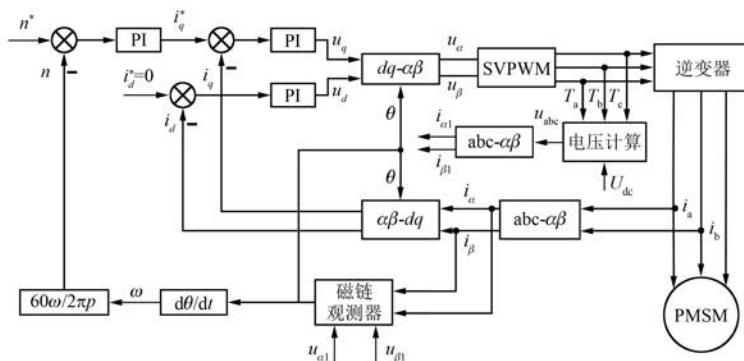


图 2 改进 FOC 控制框图

对比图 1 可知,改进控制框图舍弃了原来的限幅处理环节,选择将 SVPWM 调制输出的值 T_a 、 T_b 、 T_c 送入电压计算环节,利用占空比计算得到三相静止电压 u_{abc} ,再经 Clarke 环节(abc- $\alpha\beta$ 变换)将三相静止电压转换为两相静止电压 $u_{\alpha 1}$ 、 $u_{\beta 1}$,最后将其送入磁链观测器进行转子位置角估算。

改进 FOC 框图限幅计算公式如下:

$$\begin{cases} u_a = \frac{T_a}{T} \cdot U_{dc} \\ u_b = \frac{T_b}{T} \cdot U_{dc} \\ u_c = \frac{T_c}{T} \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

式中: T ——SVPWM 的周期时间;

U_{dc} ——外部输入到限幅环节的电压值。

结合坐标变换^[11]可得两相静止坐标下的电压幅值:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{3s \rightarrow 2s} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{C}_{3s \rightarrow 2s} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中： $u_{\alpha 1}$ 、 $u_{\beta 1}$ ——改进 FOC 实际限幅处理输出的两相静止电压值。

对比传统的 FOC 框图计算可知:改进 FOC 框图中的计算更简便快速(无开方计算);在 SVPWM 过调制的情况下,SVPWM 的限幅将同时影响输入到磁链观测器和电机的电压值(在传统 FOC 中仅影响输入到电机的),使得估算的转子位置角更准确,提高了系统控制性能。

2 系统仿真验证

为验证改进 FOC 框图在 SVPWM 过调制情况下的动态性能,本文建立了基于 40 W 的无

传感器 PMSM 的 FOC 系统仿真平台。仿真电机参数如表 1 所示。

表 1 仿真电机参数

参数名称	参数值
额定功率/W	40
额定电压/V	310
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 000
定子电阻/Ω	56
定子电感/H	0.224
极对数	4

为了验证改进 FOC 框图在 SVPWM 过调制时系统具有更好的控制性能(可达更高转速),针对传统 FOC 框图和改进 FOC 框图在给定相同调速指令(受直流侧电压限制,电机转速未能达到指定转速)且系统分别处于空载和加载情况下的转速图形,进行仿真结果的对比分析。仿真过程中,控制周期、采样周期、磁链估算的计算周期均设置为 100 μs。

仿真结果如图 3~图 6 所示,所有仿真结果都是 SVPWM 过调制时的图形。其中,图 3、图 4 是系统处于空载并且转速相同时基于传统 FOC 和改进 FOC 在 SVPWM 过调制时的转速图形。

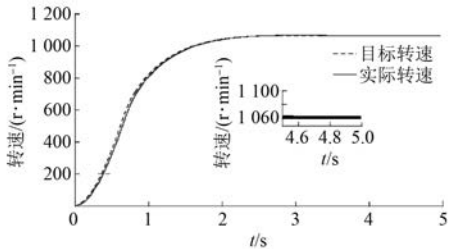


图 3 传统 FOC 的转速曲线(空载)

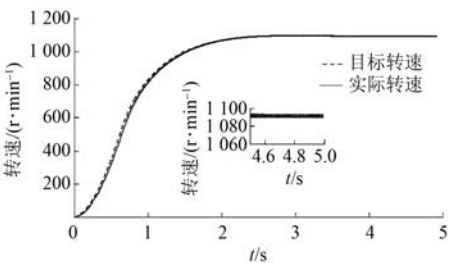


图 4 改进 FOC 的转速曲线(空载)

图 3 为基于传统 FOC 系统在给定转速 1 500 r/min,空载运行时的转速曲线,并对稳定后

的曲线进行局部放大。可以看出,在 SVPWM 过调制的情况下,传统 FOC 系统可达最高转速约为 1 060 r/min。

图 4 为基于改进 FOC 系统处在与图 3 相同工况的转速曲线。可以看出,系统可稳定运行的最高转速约为 1 090 r/min。对比图 3、图 4 可知,在 SVPWM 过调制的情况下,当系统处于空载状态时,改进 FOC 拓宽了系统可稳定运行的最高转速范围,提高了系统的控制性能。

图 5、图 6 为基于传统 FOC 系统和改进 FOC 系统给定转速并加载时,系统处于过调制下的转速图形。

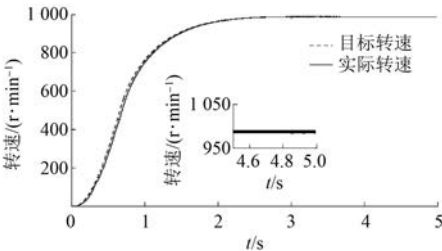


图 5 传统 FOC 的转速曲线(加载)

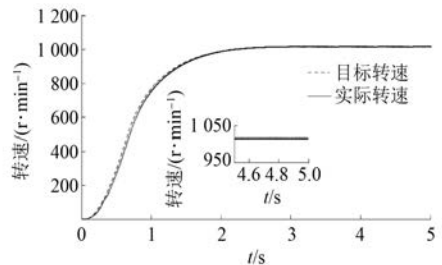


图 6 改进 FOC 的转速曲线(加载)

图 5 为基于传统 FOC 系统在给定转速 1 500 r/min、加载 0.4 N·m 且 SVPWM 过调制情况下的转速曲线。可以看出,系统在过调制的情况下可稳定运行的最高转速约为 980 r/min。

图 6 为基于改进 FOC 系统处在与图 5 相同运行工况(给定转速 1 500 r/min、加载 0.4 N·m)的转速曲线。可以看出,SVPWM 过调制时改进 FOC 可达最高转速约为 1 020 r/min。对比图 5、图 6 可知,在 SVPWM 过调制的情况下,当系统处于加载的状态时改进 FOC 系统拓宽了系统可稳定运行的最高转速范围,提高了系统的控制性能。

3 结 语

本文提出了一种无电压限幅环节的无传感器 PMSM FOC 框图,搭建了仿真模型对改进方法在 SVPWM 过调制时的运行情况进行仿真研究。对比传统 FOC 框图和改进 FOC 框图在无传感器 PMSM 系统中的运行情况发现:在 SVPWM 过调制的情况下,改进 FOC 框图拓宽了系统可稳定运行的最高转速范围,提高了系统的控制性能。

【参考文献】

- [1] 童力,邹旭东,丰树帅,等.基于预测无差拍算法的永磁同步发电机无传感器控制[J].电工技术学报,2013,28(3): 17.
- [2] 王磊,李颖晖,朱喜华.存在扰动的永磁同步电机混沌运动模糊自适应同步[J].电力系统保护与控制,2011,39(11): 33.
- [3] 李彪,李黎川.基于高性能磁链算法的永磁同步电动机无位置传感器控制[J].电工技术学报,2016,31(11): 59.
- [4] 卢东斌,欧阳明高,谷靖,等.电动汽车永磁同步电

(上接第 9 页)

- [5] 王同旭,马鸿雁,聂沐晗.电梯用永磁同步电机 BP 神经网络 PID 调速控制方法的研究[J].电工技术学报,2015,30(增刊 1): 43.
- [6] 万东灵,赵朝会,王飞宇,等.基于 Super-twisting 滑模永磁同步电机驱动的转速和转矩控制[J].电机与控制应用,2017,44(10): 42.
- [7] 许波,朱焜秋.自适应非奇异终端滑模控制及其在 BPMSM 中的应用[J].控制与决策,2014(5): 833.
- [8] 张晓光,赵克,孙力,等.永磁同步电机滑模变结构调速系统动态品质控制[J].中国电机工程学报,

(上接第 14 页)

- [8] 张云红,曾成碧,吴传来,等.模糊控制在永磁同步电机调速系统中的应用[J].微电机,2012,45(7): 69.
- [9] 王勉华,彭田野,胡春龙.基于模糊自适应 PI 控制的 SRM 直接瞬时转矩控制系统[J].电机与控制应用,2014,41(6): 1.
- [10] 刘胜,张玉廷,余辰光.船舶电力推进系统电机组三维模糊控制[J].中国电机工程学报,2012,32(3): 117.
- [11] ZHU J W, ERTUGRUL N, SOONG W L. Fault remedial strategies in a fault-tolerant brushless permanent magnet AC motor drive with redundancy

机最优制动能量回馈控制[J].中国电机工程学报,2013,33(3): 83.

- [5] 臧晓笛,田德文.低开关频率下永磁同步电机弱磁区电流谐波抑制[J].大功率变流技术,2016(6): 1.
- [6] 袁登科,徐延东,李秀涛.永磁同步电动机变频调速系统及其控制[M].北京:机械工业出版社,2015: 4-6.
- [7] 彭泓,孔德伟,靳明智.永磁同步电机无速度传感器矢量控制系统[J].辽宁工程技术大学学报(自然科学版),2017,36(6): 635.
- [8] 梁艳,李永东.无传感永磁同步电机矢量控制系统概述[J].电气传动,2003(4): 4.
- [9] 邵俊波,王辉,黄守道,等.一种表贴式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J].中国电机工程学报,2017,37(5): 1.
- [10] 张云亮,张兆旭,曹永军,等.永磁同步电机无传感器矢量控制系统设计[J].自动化与信息工程,2016,37(3): 7.
- [11] 田铭兴,励庆孚,王曙鸿.交流电机坐标变换理论的研究[J].西安交通大学学报,2002,36(6): 568.

收稿日期: 2018-09-17

2011,31(15): 47.

- [9] 毛亮亮,周凯,王旭东.永磁同步电机变指数趋近律滑模控制[J].电机与控制学报,2016,20(4): 106.
- [10] QUAN Z, LIN F Q, JIAN S K. Adaptive enhanced sliding mode control for permanent magnet synchronous motor drives [J]. International Journal of Adaptive Control & Signal Processing, 2016,29(12): 1484.
- [11] 袁雷.现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M].北京:北京航空航天大学出版社,2016.

收稿日期: 2018-09-18

[C]//2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009: 423.

- [12] BAI H F, ZHU J W, QIN J F. Study of fault-tolerant control strategies for a fault-tolerant permanent magnet motor [C]// Proceedings of the 35th Chinese Control Conference, CCC2016, 2016: 6455.
- [13] 秦俊峰,白洪芬,颜泽铎,等.船舶电力永磁同步推进电机空间电压矢量 DTC[J].中国航海,2017,40(4): 25.

收稿日期: 2018-09-17