

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2019.06.017

# 混合式电机无传感器控制的研究

陈 乾<sup>1</sup>, 陈敏祥<sup>1\*</sup>, 王宗培<sup>2</sup>

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027; 2. 珠海运控电机有限公司, 广东 珠海 519000)

**摘要:**针对混合式永磁同步电机在伺服驱动场合应用范围有限的问题,基于其结构特点对弱磁性能进行了分析,并对控制策略进行了归纳与研究,提出了一种无传感器控制策略。在低速区采用恒电流频率比控制,高速区采用状态观测器反馈转子位置,并基于STM32 ARM Cortex-M4 内核单片机搭建了实验平台,电机启动速度达到基速的15%即可切入闭环控制,能够将弱磁扩速至基速的4倍,验证了该控制策略的有效性。研究结果表明:混合式永磁同步电机具有优异的弱磁性能,且采用无传感器控制策略,能够在成本优势的基础上满足宽调速范围的伺服系统性能要求,拓展了驱动系统的应用范围。

**关键词:**混合式永磁同步电机;无传感器控制;弱磁性能

中图分类号:TM341;TM382

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2019)06-0642-05

## Sensorless control for hybrid motor

CHEN Qian<sup>1</sup>, CHEN Min-xiang<sup>1</sup>, WANG Zong-pei<sup>2</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Zhuhai Motion Control Motor Co., Ltd., Zhuhai 519000, China)

**Abstract:** Aiming at the limited usage of hybrid permanent-magnet synchronous motor in servo-control applications, based on its structural features, the flux-weakening performance was analyzed, and the control strategies were summarized and studied. A sensorless control strategy was proposed which applies constant current-frequency ratio control in its low-speed range and uses state-observer as the feedback for rotor position during the high-speed range, the experimental platform based on STM32 ARM Cortex-M4 MCU was set up, the closed-loop control mode can be switched to when 20 percent of the base speed is reached, and the speed can be expanded to 4 times of the base speed, this verified the effectiveness of the control strategy. The results indicate that the hybrid permanent-magnet synchronous motor has excellent flux-weakening performance, and the sensorless control strategy can meet the performance requirements of the servo system with wide speed range on the basis of cost advantages. It expands the application range of the hybrid PMSM driving system.

**Key words:** hybrid permanent-magnet synchronous motor; sensorless control; flux-weakening performance

## 0 引 言

有别于普通结构永磁同步电机,混合式电机通常采用开环细分控制<sup>[1]</sup>,其伺服系统优势在于:(1)响应迅速。电机可以快速启停、切换方向;(2)转速跟随性好。电机转速只与脉冲频率成正比,稳态性能与动态性能出色;(3)结构简单。电机与控制器的生产成本均低于普通永磁电机伺服系统。

可是开环运行也存在固有劣势:(1)难以克服运行震荡,工作效率低;(2)难以应对复杂工况,容易过载失步<sup>[2]</sup>。

由于MCU运算能力加强、工艺成本下降,普通结构永磁同步电机的位置闭环矢量控制伺服系统成为了市场主流。由于混合式结构的极对数常多出数十倍,在低速性能上具有优势,可以省去减速机构。近年来,增强型混合式结构在齿槽中嵌入了定向充磁的磁条,

收稿日期:2018-12-26

作者简介:陈乾(1994-),男,江苏盐城人,硕士研究生,主要从事伺服电机控制方面的研究。E-mail:chenqian0213@foxmail.com

通信联系人:陈敏祥,男,副教授,硕士生导师。E-mail:hxmotor2000@aliyun.com

显著提高了力矩特性,弥补了成本劣势,使得其可以在伺服控制场合得到应用<sup>[3]</sup>。

由于混合式电机极对数多,不便于精确安装三相霍尔位置传感器,而只能采用成本较高的高精度光电编码器,限制了混合式电机的伺服控制运用。目前,厂商常采取的策略是使用位置传感器来获得电机转子的初始位置,但仅用于辅助启动,电机仍采用开环模式运行,限制了混合式电机的使用场合。

近年来流行的无传感器矢量控制方案,省去了转子位置传感器,虽然对控制器的要求有一定提高,但是实现了位置闭环控制,大幅提升了运行效率与品质,且与开环运行模式相比并未增加多余机构,产品的体积未变,兼容性更好。

本研究将针对混合式电机,提出无传感器控制方案,在此基础上分析弱磁性能,以证实其调速范围宽广,并结合混合式电机良好的低速性能,探索其市场化应用的可能性。

## 1 电机结构特点

混合式结构与普通结构的主要区别在于电机转子,混合式永磁同步电机转子示意图如图1所示。

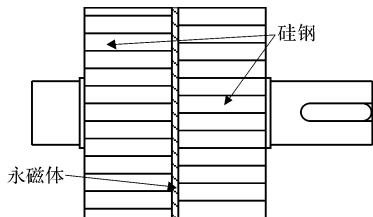


图1 混合式永磁同步电机转子示意图

混合式结构具有制造难度低,且极对数多、永磁体用量少等特点<sup>[4]</sup>。

### 1.1 结构分析

以广泛应用的50齿混合式永磁同步电机为例,其转子冲片有50齿,而转子自身分为两段,之间错开半个齿距,两段之间是少量的一层永磁体。空间上看,两段外齿交错,形成N、S极,磁场在空间之中构成了回路,所以冲片齿数决定了混合式电机的极对数。

而普通结构永磁同步电机一对极对应一组磁钢,极对数增加会提高电机制造成本。而混合式结构只需改变冲片的设计与开槽方式,即可随意增减极对数,成本较低。

普通结构由于在转子表面安装永磁体、定转子,导致其间存在的较大气隙漏磁;而混合式的不对称结构可以使其磁路中的气隙大幅减小,所以若气隙磁密相同,永磁体用量少、磁路磁势小。

## 1.2 特性分析

电机极对数越多其在同样电流下可以获得更大,更平稳的力矩,因而其常用在低速大扭矩负载上。同时,相较于普通结构,混合式电机磁路的磁势更小,使得弱磁性能也具有优势。

但是多极对数也使得精确测量转子电角度更为困难,常规的位置测量方案成本较高。所以本研究针对混合式电机,提出使用低速开环、高速闭环的无传感器控制策略,其在启动预定位阶段不会发生很大的角度偏移或者启动震荡,相比于普通结构更具优势。虽然使用无传感器控制策略也需要MCU具有很高的运行频率,但对于运行速度范围大的伺服系统而言仍更具性价比优势。

## 2 控制策略

由于混合式永磁同步电机的极对数多,需要精确反馈转子位置,可以在低速阶段采用恒电流频率比的开环启动,保证一定的启动裕量;在高速阶段采用龙贝格状态观测器,依据电机的状态方程,估算转子位置,构成闭环矢量控制;当电机转速超过额定转速,进行弱磁扩速,使电机恒功率运行。

### 2.1 无传感器控制策略

常用的永磁同步电机无传感器控制策略有反电动势观测法与高频脉冲注入法,由于高频注入法主要应用于凸极机,且计算量高,本文选择反电动势观测器来检测转子位置<sup>[5]</sup>。

常用的观测器有:(1)模型参考自适应观测器;(2)扩展卡尔曼滤波观测器;(3)龙贝格观测器;(4)滑模观测器。选用龙贝格算法检测转子位置,其计算量小,满足弱磁扩速后高速运算需要<sup>[6]</sup>。

混合式电机属于隐极电机,在静止坐标系下建立电机数学模型<sup>[7]</sup>:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \\ E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $U, i, E$ —电机  $\alpha - \beta$  轴电压、电流、反电动势;  $R_s, L_s$ —定子绕组电阻、电感;  $p$ —微分算子。

而电机反电动势  $E$  仅与电机转速有关:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \varphi_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中:  $\omega_e, \theta_e$ —转子电角速度、电角度;  $\varphi_f$ —磁链。

假设电流采样频率为 30 kHz, 即采样周期远远小于机械系统时间常数, 可以认为电机在采样间隔中转速  $\omega_e$  不变 ( $d\omega_e/dt = 0$ ), 在相邻采样间隔转子的转动角度不变。而此时由于反电动势仅与转速大小有关, 即可得到  $E$  不变 ( $dE/dt = 0$ ), 方程简化如下:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

假设控制器的电流环采样计算周期为  $T$ , 周期数为  $k$ , 采用前向差分法, 将式(3)离散化; 由于  $\alpha - \beta$  轴互相解耦, 将其分开计算,  $\alpha$  轴方程简化如下:

$$\begin{cases} i_\alpha[k] = i_\alpha[k-1] - \frac{R_s T}{L_s} i_\alpha[k-1] - \\ \frac{T}{L_s} E_\alpha[k-1] + \frac{T}{L_s} U_\alpha[k-1] \\ E_\alpha[k] = E_\alpha[k-1] \end{cases} \quad (4)$$

在实际系统中,  $I_\alpha, E_\alpha$  的估算误差是正相关的, 且均由角度估计差值引起, 为了引入估算值, 在式(4)两边加上补偿项( $\hat{\cdot}$ 表示估算值), 即:

$$\begin{cases} C_1 T (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ C_2 T (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \end{cases} \quad (5)$$

由此可得到  $\alpha$  轴的观测器表达式如下:

$$\begin{cases} \hat{i}_\alpha[k] = \left(1 - \frac{R_s T}{L_s} + C_1 T\right) \hat{i}_\alpha[k-1] - \frac{T}{L_s} \hat{E}_\alpha[k-1] + \\ \frac{T}{L_s} U_\alpha[k-1] - C_1 T i_\alpha[k-1] \\ \hat{E}_\alpha[k] = \hat{E}_\alpha[k-1] + C_2 T \hat{i}_\alpha[k-1] - C_2 T i_\alpha[k-1] \end{cases} \quad (6)$$

其中:  $C_1, C_2$  参数与传递函数矩阵的特征值有关,

反映了龙贝格观测器的带宽, 参数越小对应带宽越窄, 收敛速度越快, 需要对系统进行调试得到, 即:

$$\begin{cases} C_1 = \frac{L_s(\lambda_1 + \lambda_2 - 2) + R_s T}{L_s T} \\ C_2 = \frac{L_s(\lambda_1 \lambda_2 - \lambda_1 - \lambda_2 + 1)}{T^2} \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $\lambda_1, \lambda_2$ —特征值。

在获得  $E_\alpha$  估算值以后, 为了进一步计算转子角度, 引入锁相环。

假设电角度的误差较小, 有以下等式成立<sup>[8]</sup>:

$$\sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) = \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (8)$$

则有以下等式成立:

$$\begin{aligned} \Delta E &= -\hat{E}_\alpha \cos\hat{\theta}_e - \hat{E}_\beta \sin\hat{\theta}_e = \\ &\hat{\omega}_e \varphi_f \sin\theta_e \cos\hat{\theta}_e - \hat{\omega}_e \varphi_f \cos\theta_e \sin\hat{\theta}_e = \\ &\hat{\omega}_e \varphi_f \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) = \hat{\omega}_e \varphi_f (\theta_e - \hat{\theta}_e) \end{aligned} \quad (9)$$

转子的位置信息包含于反电动势  $E$  中, 锁相环 PLL 框图如图 2 所示。

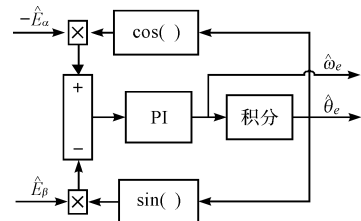


图 2 锁相环 PLL 框图

反电动势  $E$  在静止坐标  $\alpha - \beta$  轴的分量决定了其电角度; 如果输出的  $\theta_e$  存在误差, 则  $[-E_\alpha \cos(\theta_e) - E \sin(\theta_e)]$  不等于 0; 此时依靠 PI 调节器的作用, 调节当前电角速度  $\omega_e$  的估算值, 使得  $[-E_\alpha \cos(\theta_e) - E \sin(\theta_e)]$  等于 0; 这样系统就可以动态地获得当前  $\theta_e$ , 并在最大程度上消除计算过程带来的滞后性。

综上, 转子位置观测器框图如图 3 所示。

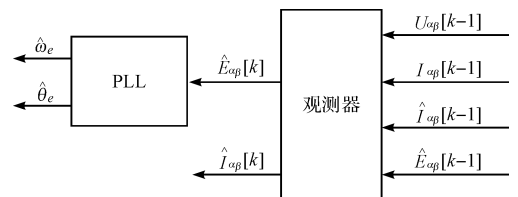


图 3 转子位置观测器框图

$U$ —输出至三相逆变器的系统给定值;  $I$ —采样电阻上获得的电流采样值

观测器的计算流程见式(6), 首先读取给定电压与采样电流, 再通过迭代计算获得  $I$  与  $E$  的估算值; 最后由锁相环计算转子位置, 进而构成闭环系统。

## 2.2 弱磁控制策略

混合式属于隐极结构,隐极电机转子对称,无法提供磁阻转矩,其弱磁能力主要由电机相对的最大电流决定,其电压、电流极限示意图如图4所示。

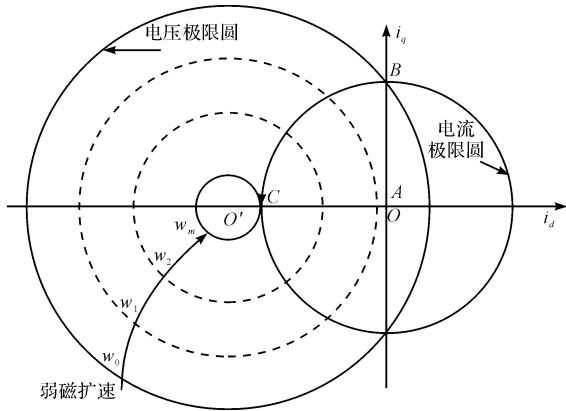


图4 电压、电流极限圆示意图

电机在基速区恒转矩运行,从A至B,  $I_d = 0$ ,  $I_q$  增加,达到电压极限后,电机转速为  $\omega_0$ ;从B至C,  $I_d$  负向增大,发挥去磁作用,转矩减小、电机加速,受到最大电流的约束,  $I_q$  减小,电机工作于恒功率模式<sup>[9]</sup>。电机的最高转速为:

$$\omega_m = \frac{U_m}{\psi_f - \psi_m} = \omega_0 \frac{1}{1 - \left(\frac{I_m}{I_f}\right)} \quad (10)$$

式中:  $\psi_f$ — 永磁体磁势;  $I_f$ — 等效励磁电流;  $U_m$ — 最高电压;  $\psi_m$ — 最大去磁磁势;  $I_m$ — 最大电流。

$I_m$  与  $I_f$  之比反映了电机弱磁性能,混合式结构常超过 0.5,可以扩速超过 2 倍;而普通结构常为 0.2 左右,可以扩速 0.5 倍,证明了混合式结构具有宽泛调速能力。

## 3 实验分析

为了验证混合式永磁同步电机在无传感器控制模式下的弱磁性能,本研究采用 ST 公司的 STM32F446 作为主控芯片设计了三相驱动器。测试电机为三相混合式永磁同步电机,相电感 11.9 mH,相电阻 1.0  $\Omega$ ,反电动势系数为 140 Vrms/kr  $\cdot$  min<sup>-1</sup>,电源电压 200 V,最大电流限制在 4.8 A。

电机启动需要对转子进行预定位,首先在定子上施加电流矢量,待转子转到固定位置后,开始加速启动;采用恒电流频率比的方式,使电机运行于开环状态,不断增加定子电流矢量的旋转频率,进而确定

$d-q$  轴位置;在坐标变换之后,利用 PI 调节器调节  $U_d$  与  $U_q$ ,使得  $I_d$  等于 0,  $I_q$  随着  $\omega_e$  的增加而增加;在闭环切换阶段,比较观测器所得转子旋转速度与给定  $d-q$  轴旋转速度的误差,当误差小于 5% 之后即逐渐切入闭环<sup>[10]</sup>,最终完全依靠观测器提供转子位置。

为了调试控制参数,本研究在电机开环运行时调节电流环 PI,闭环后调节转速环 PI。在切换闭环的检测过程中调节观测器与锁相环参数;使得电机正常闭环并结合运行过程中的角度误差,最终确定  $C_1$  为 -24 500,  $C_2$  为 31 500;锁相环 P 参数为 300/2<sup>14</sup>, I 参数为 30/2<sup>16</sup>。

其启动速度曲线如图5所示。

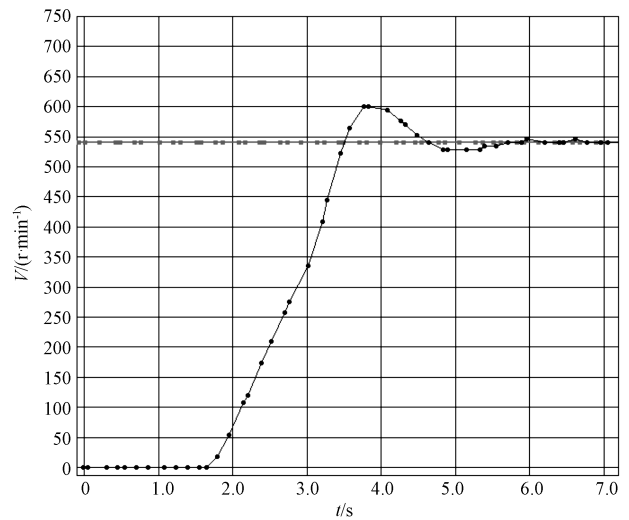


图5 启动速度曲线

给定转速为 540 r/min,电机转速到达 50 r/min 之后开始切入闭环运行,切换过程平稳且超调量不大,满足调速系统的需求。

本研究对电机进行加载实验,测得电机的工作特性曲线如图6所示。

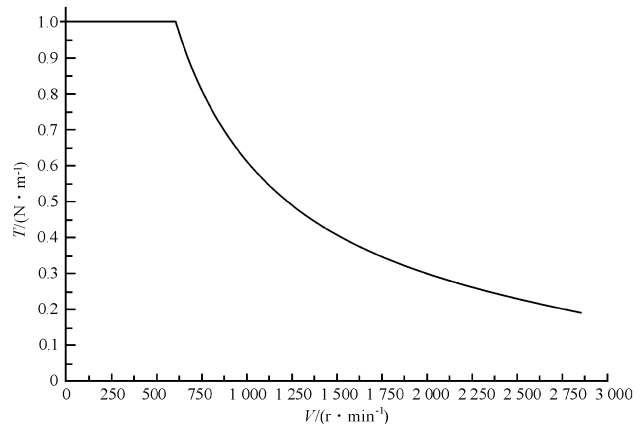


图6 工作特性曲线

图 6 中,其恒转矩最高速度为 680 r/min,可以弱磁扩速至 2 840 r/min,弱磁达到基速的 4 倍。其运转速度平稳,相电流波形正弦性好,满足伺服驱动指标要求。

## 4 结束语

本研究针对混合式电机,提出了无传感器控制方案,分析了其弱磁性能,实验结果表明:该控制方法可用于混合式永磁同步电机的伺服控制,验证了其有宽广的调速范围。

接下来的研究重点在于探索电机参数的自适应调整,及提高无传感器控制的位置精度;探索混合式电机针对伺服控制场合的市场化应用。

由于混合式电机的比转矩系数较低,使得其在恒转矩应用上不具备优势,所以应该针对其调速范围广的特点,针对性地在电机设计方面作出改善。

### 参考文献 (References):

- [1] 程学功,邹洪波,王建中. 基于 DSP 的三相混合式步进电机驱动器设计[J]. 杭州电子科技大学学报:自然科学版, 2013,33(1):60-63.
- [2] CHAN C, ZHANG R, CHAU K, et al. Optimal efficiency control of PM hybrid motor drives for electrical vehicles[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Saint Louis: IEEE, 1997.

- [3] 王宗培,陈敏祥,任 雷. 超强型混合式交流同步电动机[J]. 微电机,2015,48(5):1-9.
- [4] LU S, CORZINE K A, FIKSE T H. Distributed control of hybrid motor drives[C]. IEEE International Conference on Electric Machines & Drives, San Antonio:IEEE, 2005.
- [5] 陆婉泉. 永磁同步电机无传感器矢量控制技术研究[D]. 南京:东南大学机械工程学院,2016.
- [6] SOLSONA J A, VALLA M I. Disturbance and nonlinear Luenberger observers for estimating mechanical variables in permanent magnet synchronous motors under mechanical parameters uncertainties[J]. **Industrial Electronics IEEE Transactions on**, 2003,50(4):717-725.
- [7] LIMEI W, LORENZ R D. Rotor position estimation for permanent magnet synchronous motor using saliency-tracking self-sensing method[C]. Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, Rome:IEEE,2000.
- [8] 袁 雷,胡冰新,魏克银,等. 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.
- [9] 孙文娇. 永磁同步电动机弱磁性能分析与控制策略研究[D]. 长沙:湖南大学机械与运载工程学院,2011.
- [10] 肖烨然,刘 刚,宋欣达,等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器 I/F 起动方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(8):95-102.

[编辑:周昱晨]

### 本文引用格式:

陈 乾,陈敏祥,王宗培. 混合式电机无传感器控制的研究[J]. 机电工程,2019,36(6):642-646.

CHEN Qian, CHEN Min-xiang, WANG Zong-pei. Sensorless control for hybrid motor[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2019,36(6):642-646.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>