

永磁容错电动机转子位置跟踪方法研究

永磁容错电动机具有较好的容错性和高可靠性,但由于其多变量、非线性和强耦合等特性,在一定程度上影响了电动机转子位置检测准确度。为提高永磁容错电动机转子位置跟踪准确度,在分析饱和凸极效应对永磁容错电动机绕组自感和转子磁链影响的基础上,建立了基于饱和凸极效应的永磁容错电动机非线性数学模型。基于高频电压信号注入法提出了一种电动机转子位置检测方法,讨论了注入电压信号幅值和频率的取值范围,并设计了电流滤波器和转子位置观测器,最后进行了仿真实验。仿真结果验证了基于高频电压注入的永磁容错电动机转子位置检测方法的可行性,可以较准确地估计转子位置,同时高频电压信号对电动机运行性能影响较小。

尹飞凰 徐瑞丽/河南职业技术学院电气工程系



尹飞凰/讲师

关键词/Keywords

永磁容错电动机·
高频电压注入法·
转子位置检测·

容错电动机是指当系统发生故障时,在满足应用性能指标的前提下,可以不采取任何补偿措施,仍具有较好运行特性的电动机^[1]。由于容错电动机具有较好的容错性和高可靠性,故其在各领域的应用日益广泛。同时各国学者针对容错电动机的控制系统进行了比较深入的研究,J.D.Ede等人提出了一种最优转矩控制方法,并分析了此方法对涡流损耗的影响^[2];Z.Sun等人改进了永磁容错电动机最优转矩控制算法,并分析了当永磁容错电动机发生故障时电动机转矩的控制性能^[3];西北工业大学齐蓉等人提出了永磁容错电动机的拓扑结构和容错控制方法,并实现了电动机转矩、电流和磁链的解耦控制^[4];高频信号注入法是指将高频电压或电流信号注入电动机,激发出电动机的凸极效应,通过检测对应的电压或电流信号以获得转子位

置^[5]。由于高频信号注入法与转速无关,故当电动机低速运转甚至停止时,仍可实现电动机转子位置检测,同时该方法不受电动机参数变化的影响,所以基于高频信号注入的控制系统具有较好的鲁棒性^[6]。但是永磁控制系统具有自身的多变量、非线性和强耦合等特性,在一定程度上影响了电动机转子位置检测准确度。为提高永磁容错电动机转子位置跟踪准确度,本文基于高频电压注入法提出一种永磁容错电动机转子位置跟踪方法,并进行仿真验证。

永磁容错电动机数学模型

由于电动机饱和凸极效应对绕组自感和转子磁链的影响较大,所以建立永磁容错电动机非线性模型时必须将饱和凸极效应的影响考虑在内^[7]。一般情况下,永磁同步电动机定子绕组电压平衡方程为

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

电动机绕组磁链 Ψ_n 可表示为

$$\Psi_n = [i_n^s + i_n^r(\theta)]L_n[i_n^s + i_n^r(\theta)] = i_n(\theta)L_n[i_n(\theta)] \quad (2)$$

式中, i_n^s 为定子绕组输入电流; $i_n^r(\theta)$ 为转子磁极等效电流。

考虑到电动机饱和凸极效应,由式(1)和式(2)可得永磁容错电动机非线性数学模型为

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \left\{ [i_a^s + i_a^r(\theta)] \frac{dL_a(i_n)}{di_n} \right\}_{i_a^s + i_a^r(\theta)} + L_a[i_a^s + i_a^r(\theta)] \left[\frac{di_a^s}{dt} + \frac{di_a^r(\theta)}{d\theta} \omega \right] \\ \left\{ [i_b^s + i_b^r(\theta)] \frac{dL_b(i_n)}{di_n} \right\}_{i_b^s + i_b^r(\theta)} + L_b[i_b^s + i_b^r(\theta)] \left[\frac{di_b^s}{dt} + \frac{di_b^r(\theta)}{d\theta} \omega \right] \\ \left\{ [i_c^s + i_c^r(\theta)] \frac{dL_c(i_n)}{di_n} \right\}_{i_c^s + i_c^r(\theta)} + L_c[i_c^s + i_c^r(\theta)] \left[\frac{di_c^s}{dt} + \frac{di_c^r(\theta)}{d\theta} \omega \right] \end{pmatrix} \quad (3)$$

因为永磁容错电动机各相之间互感为零，而且每相绕组磁链 Ψ_n 仅由绕组相电流和励磁电流产生，所以永磁容错电动机磁共能可表示为

$$W_{co} = \Psi_{fa}^s i_a^s + \frac{1}{2} L_a (i_a^s)^2 + \Psi_{fb}^s i_b^s + \frac{1}{2} L_b (i_b^s)^2 + \Psi_{fc}^s i_c^s + \frac{1}{2} L_c (i_c^s)^2 + \frac{1}{2} \Psi_f^r i_f^r \quad (4)$$

那么电动机转矩可表示为

$$T = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta} = i_a^s \frac{\partial \Psi_{fa}^s}{\partial \theta} + i_b^s \frac{\partial \Psi_{fb}^s}{\partial \theta} + i_c^s \frac{\partial \Psi_{fc}^s}{\partial \theta} + \frac{1}{2} \frac{\partial L_a}{\partial \theta} (i_a^s)^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial L_b}{\partial \theta} (i_b^s)^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial L_c}{\partial \theta} (i_c^s)^2 + \frac{1}{2} i_f^r \frac{\partial \Psi_f^r}{\partial \theta} \quad (5)$$

式中， Ψ_{fa}^s 、 Ψ_{fb}^s 、 Ψ_{fc}^s 和 Ψ_f^r 分别为励磁电流在定子绕组和励磁绕组中产生的磁链。

由于永磁容错电动机齿槽转矩很小，可忽略不计，因此电动机转矩可表示为

$$T_{em} = i_a^s \frac{\partial \Psi_{fa}^s}{\partial \theta} + i_b^s \frac{\partial \Psi_{fb}^s}{\partial \theta} + i_c^s \frac{\partial \Psi_{fc}^s}{\partial \theta} + \frac{1}{2} \frac{\partial L_a}{\partial \theta} (i_a^s)^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial L_b}{\partial \theta} (i_b^s)^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial L_c}{\partial \theta} (i_c^s)^2 \quad (6)$$

由式(6)可知，永磁容错电动机电磁转矩主要由定子电流、转子永磁体和饱和凸极效应产生的转矩组成。

若仅考虑A相绕组，永磁容错电动机非线性模型(3)可表示为

$$\begin{aligned} u_a &= R_s i_a^s + \frac{d}{dt} \{ [i_a^s + i_a^r(\theta)] L_a [i_a^s + i_a^r(\theta)] \} \\ &= R_s i_a^s + \frac{d}{dt} \{ i_a^r(\theta) L_a [i_a^s + i_a^r(\theta)] \} + \frac{d}{dt} \{ i_a^s L_a [i_a^s + i_a^r(\theta)] \} \\ &= R_s i_a^s + \frac{d}{dt} \Psi_a^r(\theta) + \frac{d}{dt} \Psi_a^s \end{aligned} \quad (7)$$

式中， $R_s i_a^s$ 为定子绕组电阻压降； $\frac{d}{dt} \Psi_a^r(\theta)$ 为转子永磁体反电动势； $\frac{d}{dt} \Psi_a^s$ 为A相绕组自感反电动势。

在高频电压信号励磁下，可忽略绕组电阻的影响，此时电动机阻抗主要由绕组自感决定；同时由于高频电压频率远大于基波频率，故可忽略转子永磁体反电动势；在高频电压励磁下，永磁容错电动机等效电路如图1所示。

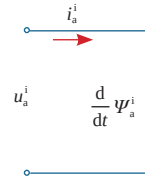


图1 高频电压励磁下永磁容错电动机等效电路

永磁容错电动机的数学模型可简化为

$$u_a^i \approx L_a [i_a^s + i_a^r(\theta)] \frac{d}{dt} i_a^i \quad (8)$$

必须选择合适的方法从 $L_a [i_a^s + i_a^r(\theta)]$ 获取转子位置信息，以实现电动机转子位置的检测。

转子位置检测

在高频电压信号励磁下，永磁容错电动机转子位置检测原理如图2所示。将高频电压信号分别注入到永磁容错电动机的三相绕组中，以A相绕组为例，通过电流互感器得到电流响应信号 i_a^c ；然后由电流滤波器将电流响应信号 i_a^c 分解成高频电流响应信号 i_a^i 和基波电流响应信号 i_a^s ；将高频电流响应信号 i_a^i 和基波电压信号 u_a^i 作为转子位置观测器的输入量，B相和C相绕组过程类似；最后根据观测算法通过转子位置观测器得到转子位置估计值 $\hat{\theta}^{[8]}$ 。经上述分析可知，实现转子位置观测的关键在于高

频电压信号的选择、电流滤波器的设计和位置观测器的设计。

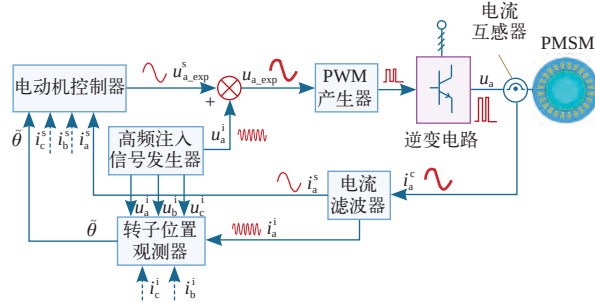


图2 转子位置检测原理

1. 高频电压信号选择

注入的高频电压信号在很大程度上影响了转子位置检测的准确性。电压信号频率选择主要考虑以下几个方面：①为减少电流趋肤效应造成的热损耗，要求注入电压信号频率不宜过高，一般情况下要低于2 kHz；②为便于将基波电流信号分离，易于提取高频响应电流信号，尽可能减小对电动机运行性能的影响，要求注入电压信号频率不宜太低，一般情况下要高于300 Hz^[9]。因此，高频注入电压信号频率可选择2 kHz。另外，为确保注入电压的正弦性，减小开关器件的功率损耗，要求逆变器的开关频率为10~20 kHz^[10]，本文将逆变器开关频率定为20 kHz。这样就可以保证注入高频电压信号频率远大于永磁容错电动机基频，又远小于逆变器开关频率。

为减小高频电流响应信号对电动机运行性能的影响，要求注入高频电压信号的幅值不宜过大；同时，为保证电流互感器的准确度，要求注入高频电压信号的幅值不宜过小^[11]，因此，本文选择注入高频电压信号幅值为50 V。

2. 电流滤波器设计

电流滤波器设计需满足以下要求：①电流滤波器能够消除功率器件（如逆变器）开关谐波电流的影响；②可将高频响应电流从基频电流中分离出来^[12]。如上所述，基频电流频率远小于高频响应电流频率（2 kHz），而功率器件开关谐波电流频率（20 kHz）又远大于高频响应电流频率，因此，需设计低通滤波器（LPF）用于滤除功率器件

开关谐波电流等高频噪声，得到包含基频电流和高频响应电流的混合电流信号。然后，设计陷波器（BRF）得到电动机的基频电流，用混合信号减去基频电流信号即可得到高频电流响应信号，其原理如图3所示。

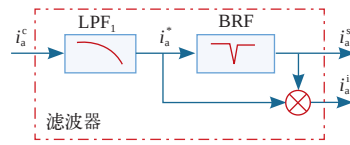


图3 电流滤波器原理

图3中高频响应电流 i_a^i 为

$$i_a^i = i_a^s - i_a^i = \text{LPF}_1(i_a^s) - \text{BRF}[\text{LPF}_1(i_a^s)] \quad (9)$$

其中二阶低通滤波器1的传递函数为

$$\text{LPF}_1(s) = \frac{(2\pi f_1)^2}{s^2 + 2\pi f_1 \eta_1 s + (2\pi f_1)^2} \quad (10)$$

式中， f_1 为低通滤波器截止频率； η_1 为低通滤波器阻尼系数。

二阶陷波器的传递函数为

$$\text{BRF}(s) = \frac{s^2 + 2\pi f_{br} \xi_1 s + (2\pi f_{br})^2}{s^2 + 2\pi f_{br} \xi_2 s + (2\pi f_{br})^2} \quad (11)$$

式中， f_{br} 为陷波器中心频率； ξ_1 和 ξ_2 为陷波器参数，而且 $\xi_1 < \xi_2$ 。

3. 位置观测器设计

由于电动机转子位置信息包含在绕组自感中，要实现转子位置检测需要先求出绕组自感。将式（8）进行频域变换得

$$u_a^i \approx j2\pi f_i L_a [i_a^s + i_a^i(\theta)] i_a^i \quad (12)$$

式中， f_i 为注入高频电压信号频率。

由式（12）可得

$$L_a [i_a^s + i_a^i(\theta)] = \frac{U_a^i}{2\pi f_i I_a^i} \quad (13)$$

式中， U_a^i 为注入高频电压信号幅值； I_a^i 为高频电流响应信号幅值。

由于 U_a^i 和 f_i 已知，求解绕组自感的关键在于求得高频电流响应信号的幅值。假设高频电流响应信号为

$$i_a^i = I_a^i \cos(2\pi f_i t + \varphi) \quad (14)$$

式中， φ 为高频电流响应信号相位。

将式（14）进行二次方可得

$$(i_a^i)^2 = \frac{(I_a^i)^2}{2} + \frac{(I_a^i)^2 \cos[2\pi(2f_i)t + 2\varphi]}{2} \quad (15)$$

可利用低通滤波器从信号 $(i_a^i)^2$ 中获取直流分量 $\frac{(I_a^i)^2}{2}$, 从而得到 I_a^i ; 同理, 可以得到 I_b^i 和 I_c^i 。比较 I_a^i 、 I_b^i 和 I_c^i , 并取三者中的最大值 $I_{n\max}^i$, 将其代入式(13)可得到绕组电感 $L_a[i_a^s + i_a^r(\theta)]$ 。

电感和电流存在以下关系

$$i_n = L_n^{-1}(L_n) \quad n = a, b, c \quad (16)$$

由式(16)可得电动机总电流 i_a , 进而得到转子永磁体等效电流 i_a^r 。

转子磁极等效电流可表示为

$$\begin{cases} i_a^r(\theta) = 5.411 \sin\left(\frac{\pi p}{180}\theta - \frac{\pi}{2}\right) \\ i_b^r(\theta) = 5.411 \sin\left(\frac{\pi p}{180}\theta + \frac{\pi}{6}\right) \\ i_c^r(\theta) = 5.411 \sin\left(\frac{\pi p}{180}\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (17)$$

由式(16)和式(17)可推导出转子位置估计值

$$\tilde{\theta} = \begin{cases} \frac{180}{\pi p} \times \left[\arcsin \frac{L_n^{-1} \frac{U_a^i}{2\pi f_i \sqrt{2 \times \text{LPF}_2(i_a^i)^2}} - i_a^s}{I_a^r} \right] + \frac{\pi}{2} \Big] I_{n\max}^i = I_a^i \\ \frac{180}{\pi p} \times \left[\arcsin \frac{L_n^{-1} \frac{U_b^i}{2\pi f_i \sqrt{2 \times \text{LPF}_2(i_b^i)^2}} - i_b^s}{I_b^r} \right] - \frac{\pi}{6} \Big] I_{n\max}^i = I_b^i \\ \frac{180}{\pi p} \times \left[\arcsin \frac{L_n^{-1} \frac{U_c^i}{2\pi f_i \sqrt{2 \times \text{LPF}_2(i_c^i)^2}} - i_c^s}{I_c^r} \right] - \frac{5\pi}{6} \Big] I_{n\max}^i = I_c^i \end{cases} \quad (18)$$

上式中二阶低通滤波器2的传递函数为

$$\text{LPF}_2(s) = \frac{(2\pi f_2)^2}{s^2 + 2\pi f_2 \eta_2 s + (2\pi f_2)^2} \quad (19)$$

式中, f_2 为低通滤波器2的截止频率; η_2 为低通滤波器2的阻尼系数。

仿真实验

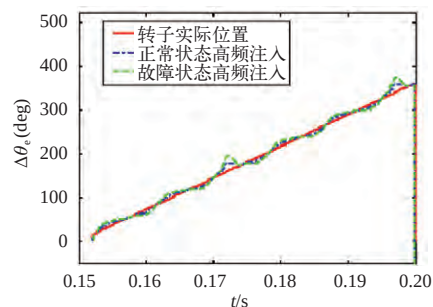
为验证基于高频电压注入的永磁容错电动机转子位置跟踪方法的可行性, 本文采用Matlab进行

了仿真实验, 相关参数设定值如下表所示。

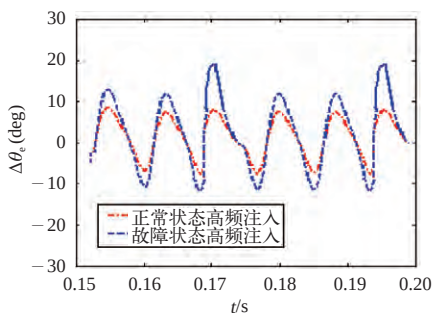
表 参数设定值

参数	数值
电动机转速/(r/min)	120
控制器输出电压	频率/Hz 20 幅值/V 110
高频注入电压	频率/kHz 2 幅值/V 50

正常及故障情况下永磁容错电动机转子位置曲线如图4所示。由图4可知, 无论电动机是正常工作还是发生故障, 基于本文所述方法均可以较好地跟踪转子实际位置; 只是当电动机发生故障时, 转子位置误差略大, 但仍处在误差允许的范围内。因此, 本文所设计的位置观测器可以较好地跟踪电动机转子位置。



(a) 转子位置曲线



(b) 转子位置误差曲线

图4 电动机转子位置曲线

为验证高频电压信号对电动机运行性能的影响, 分别考虑有无高频电压信号注入时电动机转矩的响应情况, 永磁容错电动机转矩曲线如图5所示。由图5可知, 注入的高频电压信号只会产生较小的高频噪声, 对电动机的基频转矩几乎没有影响。综上所述, 高频电压信号对电动机运行性能影响较小; 转子位置观测器能较准确地跟踪转子

位置。

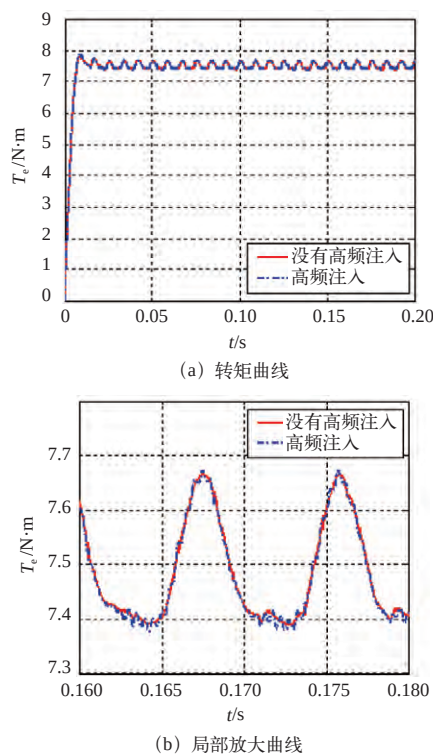


图5 电动机转矩曲线

结束语

本文首先分析了饱和凸极效应对永磁容错电动机的影响,并基于饱和凸极效应建立了永磁容错电动机非线性数学模型。为提高永磁容错电动机转子检测准确度,本文基于高频信号注入法提出了一种电动机转子位置跟踪方法,并设计了位置观测器。通过Matlab对所述方法进行了仿真分析,仿真结果表明:基于高频电压注入的永磁容错电动机转子位置跟踪方法可以较好地实现转子位置跟踪,而且高频电压信号对电动机运行性能影响较小。

参考文献

- [1] 郝振洋, 胡育文, 黄文新. 电力传动中永磁容错电机及其控制系统的发展 [J]. 航空学报, 2008, 29 (1): 149-158.
- [2] Ede J D, Atallah K, Wang J B, et al. Modular fault-tolerant permanent magnet brushless machines [J]. International Conference on Power Electronics,

Machines and Drives, 2002: 415-420.

- [3] Sun Z, Wang J, Jewell G W, et al. Enhanced optimal torque control of fault-tolerant PM machine under flux-weakening operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (1): 344-352.
- [4] 齐蓉, 陈峥, 林辉. 永磁容错电机解耦控制研究 [J]. 西北工业大学学报, 2007, 25 (6): 809-813.
- [5] 王丽梅, 郑建芬, 郭庆鼎. 基于高频信号注入法的永磁同步电机无传感器控制 [J]. 沈阳工业大学学报, 2004, 26 (6): 648-650.
- [6] Shinnaka S. A new speed-varying ellipse voltage injection method for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors with pole saliency—new PLL method using high-frequency current component multiplied signal [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44 (3): 777-788.
- [7] Choi C H, Seok J K. Pulsating signal injection-based axis switching sensorless control of surface-mounted permanent-magnet motors for minimal zero-current clamping effects [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44 (6): 1741-1748.
- [8] Bianchi N, Bolognani S, Jang J H, et al. Advantages of inset PM machines for zero-speed sensorless position detection [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44 (4): 1190-1198.
- [9] 周晓敏, 王长松, 齐昕, 等. 基于脉动高频信号注入的永磁同步电动机转子位置检测 [J]. 微电机, 2008, 41 (3): 13-16.
- [10] 徐艳平, 王海垠, 钟彦儒. 基于脉振高频信号注入法的PMSM无传感器控制 [J]. 电气传动, 2009, 39 (1): 11-14.
- [11] 贾洪平, 贺益康. 基于高频注入法的永磁同步电动机转子初始位置检测研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27 (15): 15-20.
- [12] 杜金明, 安群涛, 孙力. 基于饱和效应的面贴式永磁同步电动机转子初始位置检测 [J]. 电机与控制应用, 2009, 36 (7): 53-56.

(收稿日期: 2015-02-10) EA