

Review of Research on Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines Based on Fluctuating High-Frequency Carrier Signal Injection

Shuoyao Ma¹, Changquan Wang²

¹College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou

²Department of Mechanical and Electrical Engineering, Beijing Vocational College of Labor and Social Security, Beijing
Email: wangchq48@163.com, msy0208@sina.com

Received: Jul. 12th, 2013; revised: Jul. 19th, 2013; accepted: Jul. 24th, 2013

Copyright © 2013 Shuoyao Ma, Changquan Wang. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

Abstract: Based on the machine saliency, the rotor position information could be obtained by injecting fluctuating high-frequency carrier signal into the machine and analyzing the current response, so the sensorless control of permanent magnet synchronous machines could be realized. In this paper, the method of sensorless control of permanent magnet synchronous machines is elaborated based on fluctuating high-frequency carrier signal injection. Then the ways of rotor polarity recognition are compared, the measurement of machine saliency property is introduced, and the means to increase the control accuracy is discussed. Finally, the prospects of development of sensorless control based on fluctuating high-frequency carrier signal injection are presented.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motors; Sensorless Control; Fluctuating High-Frequency Signal Injection

基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制研究综述

马硕尧¹, 王长全²

¹浙江大学电气工程学院, 杭州

²北京劳动保障职业学院机电系, 北京

Email: wangchq48@163.com, msy0208@sina.com

收稿日期: 2013年7月12日; 修回日期: 2013年7月19日; 录用日期: 2013年7月24日

摘要: 基于电机的凸级效应, 通过注入脉振高频信号并分析高频响应电流可以得到转子的位置信息, 实现永磁同步电机的无位置传感器控制。文中阐述了基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制原理, 比较了几种转子极性辨识的方法, 介绍了电机凸极率的测量, 分析了如何提高控制精度, 最后展望了脉振高频信号注入法的发展前景。

关键词: 永磁同步电机; 无位置传感器控制; 脉振高频信号注入

1. 引言

在永磁同步电机的高性能控制中, 获得转子位置的信息十分必要。常用的位置传感器虽然可以精确获

得转子位置信息, 但也会使系统的可靠性降低、成本提高, 同时还会带来结构方面的问题。因此, 许多学者开始研究无位置传感器控制技术。到目前为止, 永

磁同步电机的无位置传感器控制方法主要有两类。一类是反电动势法，通过计算电机绕组的反电动势估计转子的位置。此类方法包括反电势估算法^[1,2]、扩展卡耳曼滤波器估算法^[3]、自适应滑模观测器估算法^[4]等，这类方法动态性能好，已广泛应用于中、高速场合。但在电机低速、零速运行时，由于电机反电势很小甚至为零，这类方法很难有效估计转子位置。此外，这类方法对电机参数变化敏感。另一类是高频信号注入法，利用电机的凸极性，通过向电枢注入高频激励信号并检测高频电流信号响应来估计转子的位置信息^[1,5-10]。这类方法能够在电机低速、零速运行时有效估计转子位置，而且对电机参数变化不敏感。

高频信号注入法又分旋转高频信号注入法和脉振高频信号注入法^[1,5-8]。旋转高频信号注入法系统结构较为复杂，而且转子位置信息提取过程的算法对其系统的动态性能影响较大，电机需有较高的凸极率作为外部条件。而脉振高频信号注入法系统较为简单，跟踪精度高，静态和动态性能更好，特别适合凸极率较小的面贴式永磁同步电机^[11]。

目前脉振高频信号注入法的研究和应用较为多见，本文首先阐述了基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制原理，然后就转子极性的辨识、电机凸极率的测量和控制精度的提高等热点研究问题进行着重介绍，最后对该控制方法的发展前景进行展望。

2. 基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制原理

脉振高频信号注入法是在估计的转子速同步旋转 d - q 坐标系中的 d 轴注入一个高频正弦电压信号，该信号在静止坐标系中是一个脉振电压信号。该方法多用于低速、零速的场合，此时电机绕组的反电动势很小或者不存在。所以，高频激励下的永磁同步电机模型如下^[12]：

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dh} & L_{dqh} \\ L_{qdh} & L_{qh} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中， $p = \frac{d}{dt}$ 为海氏算子，表示微分运算； v_{dh} 、

v_{qh} 和 i_{dh} 、 i_{qh} 分别是转子速同步旋转 d - q 坐标系中 d 轴、 q 轴的电压和电流的高频分量； L_{dh} 、 L_{qh} 分别是 d 轴和 q 轴的增量电感， L_{dqh} 、 L_{qdh} 反映电机 d 轴、 q 轴的交叉饱和影响，二者近似相等。

若定义 $\Delta\theta = \theta - \theta^e$ 为转子位置估计的误差角度，则在估计的转子速同步旋转 d - q 坐标系中：

$$\begin{bmatrix} v_{dh}^e \\ v_{qh}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & -\sin(\Delta\theta) \\ \sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{dh} & L_{dqh} \\ L_{qdh} & L_{qh} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & \sin(\Delta\theta) \\ -\sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{dh}^e \\ i_{qh}^e \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中， v_{dh}^e 、 v_{qh}^e 和 i_{dh}^e 、 i_{qh}^e 分别是估计的转子速同步旋转 d - q 坐标系中 d 轴、 q 轴的电压和电流的高频分量。将(2)式反解，得到如下公式(3)。

其中：

$$\begin{cases} L_{sa} = \frac{L_{qh} + L_{dh}}{2}, L_{sd} = \frac{L_{qh} - L_{dh}}{2} \\ L_n = \frac{L_{dh}L_{qh} - L_{dqh}^2}{\sqrt{L_{sd}^2 + L_{dqh}^2}}, L_p = \frac{L_{dh}L_{qh} - L_{dqh}^2}{L_{sa}} \\ \theta_m = \tan^{-1} \frac{-L_{dqh}}{L_{sd}} \end{cases} \quad (4)$$

(4)式中， L_{sa} 、 L_{sd} 分别表示电机 d 、 q 轴增量电感的共模、差模分量； θ_m 为交叉饱和角，表征电机的交叉饱和程度^[13]。

在估计的转子速同步旋转 d - q 坐标系中注入高频正弦电压信号：

$$\begin{bmatrix} v_{dh}^e \\ v_{qh}^e \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中， V_i 、 ω_i 、 φ 分别是注入电压的幅值、角频率和初始相位。得到高频电流响应为：

$$p \begin{bmatrix} i_{dh}^e \\ i_{qh}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_p} + \frac{1}{L_n} \cos(2\Delta\theta + \theta_m) & \frac{1}{L_n} \sin(2\Delta\theta + \theta_m) \\ \frac{1}{L_n} \sin(2\Delta\theta + \theta_m) & \frac{1}{L_p} - \frac{1}{L_n} \cos(2\Delta\theta + \theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dh}^e \\ v_{qh}^e \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dh}^e \\ i_{qh}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_i}{\omega_i L_p} + \frac{V_i}{\omega_i L_n} \cos(2\Delta\theta + \theta_m) \\ \frac{V_i}{\omega_i L_n} \sin(2\Delta\theta + \theta_m) \end{bmatrix} \sin(\omega_i t + \varphi) \quad (6)$$

由式(6)可知,在估计的转子速同步旋转 d - q 坐标系中, d 轴和 q 轴的高频响应电流幅值都与转子位置估计误差角 $\Delta\theta$ 有关。若忽略交叉饱和角 θ_m , 当 $\Delta\theta = 0$ 时, q 轴高频电流的幅值为零。因而对 q 轴高频电流信号进行处理,即可得到转子的位置信息。可以先对 q 轴电流进行幅值调制,经低通滤波器(LPF)后得到位置观测器的输入信号^[11]:

$$\begin{aligned} i_{\Delta\theta} &= LPF(i_{qh}^e \times \sin \omega_i t) = \frac{V_i}{2\omega_i L_n} \sin(2\Delta\theta + \theta_m) \\ &\approx \frac{V_i}{\omega_i L_n} \Delta\theta = K_{err} \Delta\theta \end{aligned} \quad (7)$$

当 $\Delta\theta$ 很小且忽略交叉饱和角 θ_m 时,可以近似地认为 $i_{\Delta\theta}$ 与 $\Delta\theta$ 成正比。因此可以通过调节 $i_{\Delta\theta}$ 使之趋向于零,使得转子位置估计值 θ^e 收敛于真实值 θ 。对 θ^e 作时间微分,即可获得估计的转子角速度。

基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制系统结构框图如图 1 所示:

图 1 中 $T(\theta^e)$ 为从三相静止坐标系到估计的转子速旋转两相坐标系的坐标变换矩阵, $T^{-1}(\theta^e)$ 为其逆矩阵, LPF 和 BPF 分别为低通和带通滤波器,比例积分调节器和积分器构成位置跟踪观测器。

3. 转子极性的辨识

在基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制中,估计的转子位置可能会和转子的实际位置相差 π 电角度,这是因为在式(7)中,在趋于零时,若忽略交流饱和角 θ_m , 则位置估计误差角 $\Delta\theta$ 可能为 0,也可能为 π 。解决这个问题的方法目前主要有三种。

第一种方法是瞬时双脉冲电压注入法^[14]。双脉冲电压中的一个脉冲电压与定子磁通的方向一致,增大定子铁芯的饱和程度,进而减小 d 轴增量电感;而另一个脉冲电压与定子磁通的方向相反,减小定子铁芯的饱和程度,进而增大 d 轴增量电感。这一对脉冲电压使磁链两次增量的大小相同、方向相反,相应的两次电流变化量的绝对值不同,如图 2 所示。电流变化

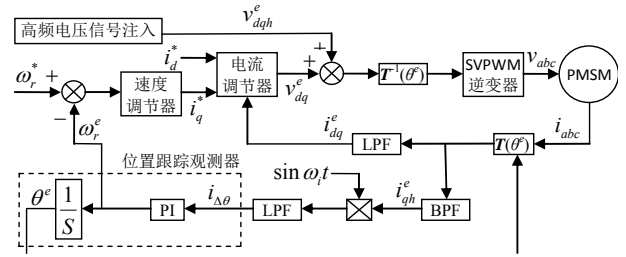


Figure 1. A basic structure of sensorless PMSM drive system using fluctuating high frequency injection scheme
图 1. 基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制系统

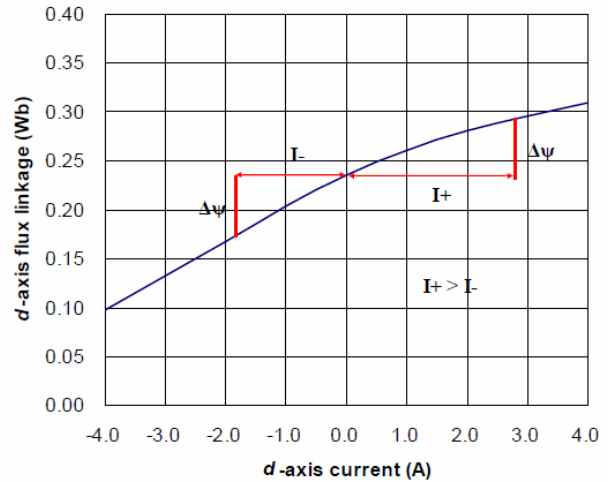


Figure 2. Magnetic polarity detection using dual voltage pulse injection^[15]
图 2. 瞬时双脉冲电压注入法辨识转子极性^[15]

量绝对值大的对应 d 轴正方向, 电流变化量绝对值小的对应 d 轴负方向^[15]。

这种方法具有很好的信噪比和鲁棒性,能够可靠得辨识转子极性,但不能和转子位置的估计同时进行,因而当转子由于牵连机械负载而自由旋转时,这种方法无法获得精确的转子位置信息^[16]。

第二种方法是二次谐波判别法^[9]。由于磁路的饱和效应, d 轴磁链和电流呈非线性关系,将它们之间的关系用泰勒级数关于零点展开:

$$\psi_d = \psi_m + L_d i_d + \frac{1}{2} \frac{d^2 \psi_d}{di_d^2} (0) i_d^2 \quad (8)$$

式中, $L_d = \frac{d\psi_d}{di_d} (0)$ 为增量电感,且 $\frac{d^2 \psi_d}{di_d^2} (0) < 0$ 。

在估计的转子速同步旋转 d - q 坐标系的注入式(5)高频正弦电压信号,忽略交叉饱和角 θ_m , 可得响应电流为:

$$\begin{bmatrix} i_{dh}^e \\ i_{qh}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_i}{\omega_i L_p} + \frac{V_i}{\omega_i L_n} \cos(2\Delta\theta) \\ \frac{V_i}{\omega_i L_n} \sin(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \sin(\omega_i t + \varphi) + \begin{bmatrix} \frac{V_i^2}{2\omega_i^2} \frac{d^2 i_d}{d\psi_d^2} \psi_m \cos^2(\Delta\theta) \cos(\Delta\theta) \\ \frac{V_i^2}{2\omega_i^2} \frac{d^2 i_d}{d\psi_d^2} \psi_m \cos^2(\Delta\theta) \sin(\Delta\theta) \end{bmatrix} \sin^2(\omega_i t + \varphi) \quad (9)$$

式(9)中, 包含 $\sin^2(\omega_i t + \varphi)$ 的 d 轴电流二次谐波项中含有辨识极性所需要的信息, 将其进行幅值调制, 经低通滤波器(LPF)后得到:

$$\text{LPF}(i_{dh}^e \times \cos 2\omega_i t) = \frac{1}{8} \frac{V_i^2}{\omega_i^2} \frac{d^2 i_d}{d\psi_d^2} \psi_m \cos^2(\Delta\theta) \cos(\Delta\theta) \quad (10)$$

由式(10)可知, 当位置估计误差角 $\Delta\theta$ 为零时, 式(10)的数值为负值; 当位置估计误差角 $\Delta\theta$ 为 π 时, 式(10)的数值为正值。据此可以辨识转子极性。

这种方法能够快速收敛, 但由于高频响应电流中的二次谐波幅值很小^[17], 信噪比较低, 提取比较困难^[15]。文献[9]提出可以增大注入信号的幅值或者减小它的频率来提高信噪比。文献[18]提出可以用滞环控制器来减弱噪声的干扰。

第三方法是改变 d 轴基波电流法^[15]。在位置估计误差角 $\Delta\theta$ 为零或 π 时, 忽略交叉饱和和角 θ_m , 由式(3)、(4)和(6)有:

$$|i_{dh}^e| \approx \frac{V_i}{\omega_i} \frac{1}{L_{dh}} \quad (11)$$

由式(11)可知, 在注入的高频电压信号幅值和频率确定之后, d 轴高频电流响应的幅值仅与 d 轴增量电感 L_{dh} 有关。由于磁路的饱和效应, 随着 d 轴基波电流的增大, 增量电感 L_{dh} 会减小, 而随着 d 轴基波电流的减小, 增量电感 L_{dh} 会增大, 如图 3 所示:

人为改变 d 轴基波电流可以辨识转子极性。在初始位置估计时, 采用 $i_d = 0$ 的控制方式, 在系统达到稳态时提取高频响应电流的幅值 $|i_{dh}^e|$, 记为 I_{s1} 。再增大 d 轴基波电流的幅值(增大后的幅值不能使永磁体退磁, 对于一般的电机可以是 2A), 同样在系统达到稳态时提取高频响应电流的幅值 $|i_{dh}^e|$, 记为 I_{s2} 。然后

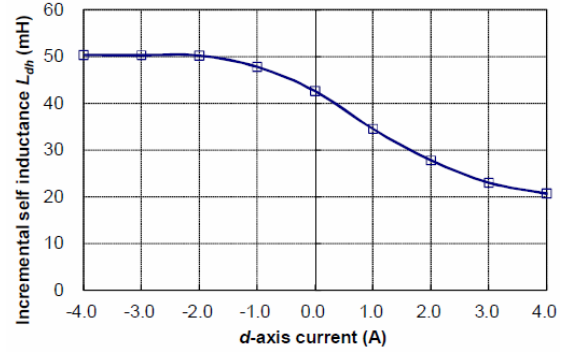


Figure 3. The relationship between d -axis incremental self-inductance and d -axis current^[15]
图 3. d 轴增量电感与 d 轴基波电流的关系^[15]

比较 I_{s1} 与 I_{s2} 的大小。若 $I_{s1} > I_{s2}$, 则表明 d 轴基波电流的幅值增大后, d 轴增量电感 L_{dh} 增大, 估计的 d 轴与实际的 d 轴方向相反; 若 $I_{s1} < I_{s2}$, 则表明 d 轴基波电流的幅值增大后, d 轴增量电感 L_{dh} 减小, 估计的 d 轴与实际的 d 轴方向相同。

这种方法可以与转子位置的估计同时进行, 在转子静止或者自由旋转时都能有效辨识转子极性。

4. 电机凸极率的测量

实现基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制, 电机凸级性的信息必不可少。电机的增量电感通常可以通过有限元分析或者复杂的实验测量获得^[12]。

文献[13]提出了一种简单的电机凸级程度测量方法。在保持转子静止的同时, 向以一定速率旋转的假想的 d - q 坐标系的 d 轴注入脉振高频电压。在式(6)中, 记:

$$I_p = \frac{V_i}{\omega_i L_p}, I_n = \frac{V_i}{\omega_i L_n} \quad (12)$$

可以通过实验中测得的 I_p 、 I_n 来表征电机的凸级率, 如图 4:

图 4 中圆半径的大小(即 L_n 的幅值)反映电机的凸级率, 圆的半径越大, 电机的凸级率越高。改变基波电流的工作点可以得到不同负载下电机凸级率的表征图。此种方法不依赖于电机的参数。

5. 提高控制精度的方法

5.1. 对滤波滞后误差的修正

脉振高频信号注入法在提取转子位置信息时需

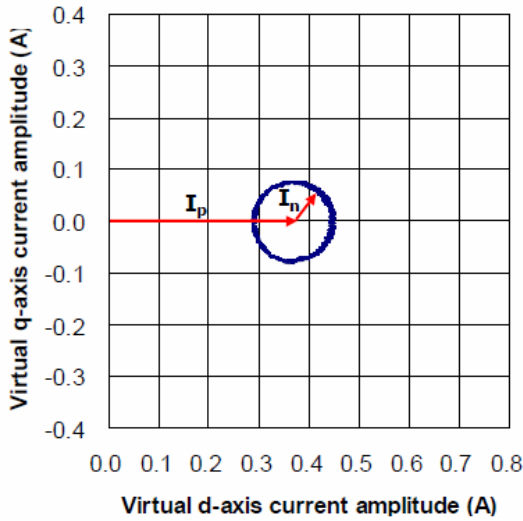


Figure 4. Machine saliency circle^[13]
图 4. I_p 、 I_n 表征电机的凸级率^[13]

要使用带通滤波器(BPF)和低通滤波器(LPF)(如图 1)。滤波器由于其非理想特性会产生一定的相位滞后,使得估计的转子位置角滞后于实际的转子位置角,影响了控制精度。

文献[19]提出了一种非线性系统的随机观测器——卡尔曼滤波器,该观测器不但能够降低滤波引起的滞后误差,还能够消除外界干扰产生的噪声。

文献[20]提出的有限冲击响应滤波器(FIR)也能够修正滤波引起的滞后误差。该方法便于数字实现,容易获得估算角度的滞后与电机转速之间的线性关系,从而可以采用自适应的修正方法,提高控制精度。

5.2. 对交叉饱和影响的修正

电机正常工作时,磁路一般工作在临界饱和状态, d 轴和 q 轴磁路之间的相互耦合会产生交叉饱和现象。交叉饱和角 θ_m 表征了交叉饱和的程度^[21]。由式(6)可知,由交叉饱和引起的误差为 $\theta_m/2$,交叉饱和角 θ_m 与电机的工作点有关^[22]。

修正交叉饱和的影响比较成熟的方法是查表法。事先通过实验或者仿真得到不同工作点下的补偿角绘制成表格,然后在实际工作时根据实际工作点调用表格中的数据实现对交叉饱和影响的修正^[10]。

但是该方法也有一些缺陷。其一,当电机转子由于突加/减负载或者受到外界干扰而大幅偏离原位置时,求得的补偿角偏差会很大;其二,该方法受表格容量的限制,不能实现精确控制。

5.3. 采样精度的影响与改善

脉振高频信号注入法需要对高频响应电流进行AD转换,所使用的AD转换器的精度将会影响对转子位置估计的精度,从而影响控制效果。

由AD转换器量化误差导致的转子位置估计误差角可以表示为^[23]:

$$\Delta\theta_{AD} = \pm \frac{1}{2} \sin^{-1} \left[\frac{2I_{qu}}{3I_n} \right] \quad (13)$$

其中:

$$I_{qu} = \frac{2I_p}{2^N} \quad (14)$$

式(14)中, N 为AD转换器的位数。由式(13)可知,增大 I_n 可以减小误差角 $\Delta\theta_{AD}$,而由式(12)可知, I_n 与 L_n 成反比。因此,只要使高频电感 L_n 小于某一数值即可将误差角 $\Delta\theta_{AD}$ 限制在一定范围之内。

文献[23]提出了SSOA (Sensorless Safety Operation Area)的概念。SSOA区域如图5所示。

图5中的深色部分即为SSOA区域,由设定的电感 L_n 最大值和电机的额定电流共同决定。在此区域内,转子位置估计误差角 $\Delta\theta_{AD}$ 恒小于一个特定的数值。为了保证控制精度,采用最大转矩电流比控制方法的电流控制曲线应该在SSOA区域之内。SSOA区域的作用在于描绘了电机无位置传感器运行时的可靠区域,将AD转换器带来的误差限制在一定范围之内。

6. 总结与展望

本文对基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制的研究进行了综述。阐述了脉振高频信号注入法的原理,介绍了转子极性的辨识、电机凸级率的测量以及控制精度的提高等问题的研究。尽管基于脉振高频信号注入法的永磁同步电机无位置传感器控制技术在电机低速、零速运行时有很好的控制效果,但是其在电机中、高速运行时,由于存在动态性能差,因此其控制效果欠佳。所以,为了能够实现全速范围内精确、可靠的无位置传感器控制,未来的研究需注重两个方面:(1)从控制策略上需要融合其他控制方法;(2)从系统层面上需要结合电机

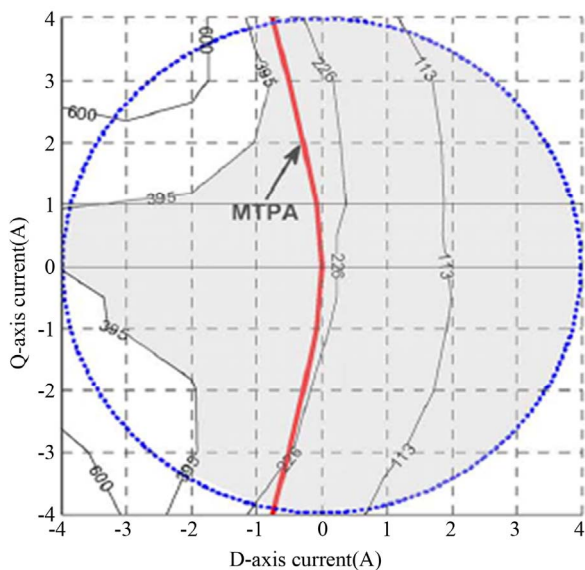


Figure 5. Sensorless Safety Operation Area^[23]
图 5. SSOA 区域示意图^[23]

的设计来提高控制效果。

参考文献 (References)

[1] Jansen, P.L. and Lorenz, R.D. (1995) Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **31**, 240-247.

[2] Chen, Z.Q., Tomita, M. and Doki, S. (2003) An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **50**, 288-295.

[3] 张猛, 肖曦, 李永东 (2007) 基于扩展卡尔曼滤波器的永磁同步电机转速和磁链观测器. *中国电机工程学报*, **27**, 36-40.

[4] 尚喆, 赵荣祥, 窦汝振 (2007) 基于自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究. *电机工程学报*, **27**, 23-27.

[5] Corley, M.J. and Lorenz, R.D. (1998) Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **34**, 784-789.

[6] Ha, J.I., Ide, K., Sawa, T. and Sul, S.K. (2003) Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **39**, 761-767.

[7] Jang, J.H., Ha, J.I., Ohto, M., Ide, K. and Sul, S.K. (2004) Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **40**, 1595-1604.

[8] Jang, J.H., Sul, S.K., Ha, J.I., Ide, K. and Sawamura, M. (2003) Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor

by high-frequency signal injection based on magnet saliency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **39**, 1031-1039.

[9] Jeong, Y.S., Lorenz, R.D., Jahns, T.M. and Sul, S.K. (2005) Initial rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **41**, 38-45.

[10] Stumberger, B., Stumberger, G., Dolina, D., Hamler, A. and Trlep, M. (2001) Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent magnet synchronous motor. *IEEE Industry Applications Conference (IAS)*, 2557-2562.

[11] 秦峰, 贺益康, 刘毅, 章玮 (2005) 两种高频信号注入法的无传感器运行研究. *中国电机工程学报*, **5**, 116-121.

[12] Li, Y., Zhu, Z.Q., Howe, D. and Bingham, C.M. (2007) Modeling of cross-coupling magnetic saturation in signal-injection-based sensorless control of permanent-magnet brushless AC motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, **43**, 2552-2554.

[13] Gong, L.M. and Zhu, Z.Q. (2011) Saliency investigation of PM brushless AC motors for high-frequency carrier signal injection-based sensorless control. *IEEE International Conference on Automation and Computing (ICAC)*, 86-91.

[14] Aihara, T., Toba, A., Yanase, T., Mashimo, A. and K. Endo (1999) Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **14**, 202-208.

[15] Gong, L.M. and Zhu, Z.Q. (2012) Robust initial rotor position estimation of permanent magnet brushless AC machines with carrier signal injection-based sensorless control. *Energy Conversion Congress and Exposition*, 2276-2283.

[16] Holtz, J. (2008) Acquisition of position error and magnet polarity for sensorless control of PM synchronous machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **44**, 1172-1180.

[17] Harke, M.C., Raca, D. and Lorenz, R.D. (2005) Implementation issues for fast initial position and magnet polarity identification of PM synchronous machines with near zero saliency. *Conference on Power Electronics and Applications*, 1-10.

[18] Raca, D., Harke, M.C. and Lorenz, R.D. (2008) Robust magnet polarity estimation for initialization of PM synchronous machines with near-zero saliency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **44**, 1199-1209.

[19] 周晓敏, 王长松, 钟黎萍 (2008) 基于卡尔曼滤波和信号注入法的永磁同步电机转子位置自检测. *北京科技大学学报*, **30**, 815-819.

[20] 许波, 朱焜秋, 姬伟 (2012) 基于 FIR 优化滤波的旋转高频信号注入法及其应用. *仪器仪表学报*, **33**, 588-595.

[21] Guglielmi, P., Pastorelli, M. and Vagati, A. (2006) Impact of cross-saturation in sensorless control of transverse-laminated synchronous reluctance motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **53**, 429-439.

[22] Bianchi, N. and Bolognani, S. (2007) Influence of PM geometry of an IPM motor on sensorless control feasibility. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **43**, 87-96.

[23] Z. Q. Zhu and L. M. Gong (2011) Investigation of effectiveness of sensorless operation in carrier signal injection-based sensorless control methods. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **58**, 3431-3439.

[24] 秦峰, 贺益康, 贾洪平 (2007) 基于转子位置自检测复合方法的永磁同步电机无传感器运行研究. *中国电机工程学报*, **27**, 12-17.