

考虑位置观测误差的永磁同步电机无传感器 驱动系统MTPA控制策略

张国强, 牛犇, 杨华, 王高林, 徐殿国

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:最大转矩电流比(MTPA)控制是提升永磁同步电机无传感器驱动系统效率的重要手段之一。在无传感器驱动系统中,传统算法根据公式推导最优电流矢量角解析解,无法计及位置观测误差变化的特性,而注入虚拟信号寻优方法受位置观测误差影响精度降低。为解决该问题,提出一种考虑位置观测误差的MTPA方法。所提方法通过比较上述两种方法在无传感器驱动系统中对最优电流矢量角不同的追踪结果估计位置观测误差,利用估计的位置误差对电机数学模型进行校正以实现最优电流矢量角高精度追踪。最后,在2.2 kW内置式永磁同步电机实验平台验证了所提方法的有效性。

关键词:内置式永磁同步电机;MTPA控制;无传感器控制;虚拟信号注入

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed25113

MTPA Control Strategy Considering Position Estimation Error for Sensorless Drive System of Permanent Magnet Synchronous Motor

ZHANG Guoqiang, NIU Ben, YANG Hua, WANG Gaolin, XU Dianguo

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, Heilongjiang, China)

Abstract: Maximum torque per ampere (MTPA) control is one of the important methods to improve the efficiency of sensorless drive system of permanent magnet synchronous motor (PMSM). In the sensorless drive system, the traditional calculation method deduces the analytical solution of the optimal current vector angle according to the formula, which ignores the characteristics of the position error changes, and the accuracy of the injection virtual signal optimization method is also reduced by the position error. In order to solve this problem, an MTPA control method considering position estimation error was proposed. By comparing the optimal current vector angle tracking result of the above two methods in the sensorless drive system, the position error was estimated. Then the estimated position error was applied to correct the motor mathematical model for the high-accuracy tracking of the optimal current vector angle. Finally, the effectiveness of the proposed method was verified on the 2.2 kW interior PMSM (IPMSM) experimental platform.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); maximum torque per ampere (MTPA) control; sensorless control; virtual signal injection

永磁同步电机(PMSM)因其高效率、高功率密度和宽调速范围而被广泛应用于各工业领域^[1-2]。最大转矩电流比(MTPA)控制是一种常用的内置式PMSM(IPMSM)驱动系统效率优化控制策略,其充分利用IPMSM凸极特性所产生的磁阻转矩使单位电流产生的输出转矩最大,以实现驱动系统的效率提升^[3-4]。

MTPA控制的本质是寻找最优电流矢量角以分配 d, q 轴电流,通常可以分为离线和在线方法。离线方法指查表法,通过大量的离线测试得到最优电流矢量角表格,电机运行时通过查表的方式获取相应工况下的最优角度^[5]。在线方法有公式计算法、极值搜索法和信号注入法。公式计算法通过直接求解MTPA数学模型得到最优电流矢量

基金项目:国家自然科学基金(52177034)

作者简介:张国强(1987—),男,博士,教授,主要研究方向为交流电机控制理论与应用技术,Email:ZhGQ@hit.edu.cn

角,由于数学模型中包含电机参数,该方法常结合参数辨识策略提高控制精度^[6];极值搜索法以电流幅值最小为目标,搜索最优电流矢量角;信号注入法在电流矢量角中注入扰动,在功率或转矩响应中提取MTPA判据信息,通过将MTPA判据收敛到零,实现最优电流矢量角追踪^[7-8]。

无传感器控制可以降低电机驱动系统成本,增强电机运行可靠性。近年来,MTPA控制算法应用于无传感器驱动系统的研究逐渐增多。文献[9-10]将公式计算法和极值搜索法直接应用于无传感器驱动系统实现系统效率优化。文献[11]在控制系统中注入两种不同频率的高频信号,分别用以追踪电流矢量角和观测电机转子位置。文献[12]针对五相永磁电机,在基波平面虚拟注入信号追踪MTPA工作点,在谐波平面注入高频信号观测转子位置,由于基波和谐波平面相互解耦,高频信号不存在互相干扰,MTPA控制精度有所提升。文献[13]提出基于虚拟直流注入的MTPA控制方法,避免了与基于高频信号注入的无传感器控制算法之间相互干扰。

为进一步提高无传感器驱动系统中的MTPA控制精度,学者进行了更深入的研究。文献[14]指出位置观测误差会引起电流矢量角追踪误差。文献[15]分析了任意参考系下的MTPA判据条件,以电流矢量为轴建立坐标系进行参数辨识,进而求得MTPA工作点,该方法避免了位置观测误差的影响。文献[16]利用基波最大有功电压矢量的暂态响应电流斜率来构造含有最优电流矢量角信息的特定二次谐波信号,通过信号解调得到MTPA工作点,并证明了该方法不受位置误差的影响。

本文提出一种考虑位置观测误差的MTPA控制策略,以提升永磁电机无传感器驱动系统运行效率。在分析位置观测误差对MTPA控制影响的基础上,通过比较无传感器驱动系统中公式计算法与虚拟信号注入法对最优电流矢量角不同的追踪结果,以此估计位置观测误差。利用估计的位置观测误差校正无传感器驱动系统中的永磁电机数学模型以消除位置误差对电流矢量角追踪的影响,进而提升MTPA控制精度。最后,在2.2 kW内置式PMSM实验平台上验证了该方案的有效性。

1 MTPA控制数学模型

简化的永磁同步电机数学模型中,忽略互感的 dq 轴系稳态电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \Psi_f \end{cases} \quad (1)$$

IPMSM在 dq 轴系下的转矩方程可以表示为

$$T_e = \frac{3n_p}{2} [\Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 分别为 d, q 轴电压、电流; L_d, L_q 为 d, q 轴电感; Ψ_f 为永磁体磁链; ω_e 为电机电角速度; R_s 为定子电阻; n_p 为电机极对数。

图1为永磁同步电机采用MTPA控制时的电流矢量轨迹示意图。电流矢量的定义如图1a所示;MTPA控制下的电流矢量轨迹如图1b所示,其始终与恒转矩曲线保持垂直以确保电流矢量幅值最小。

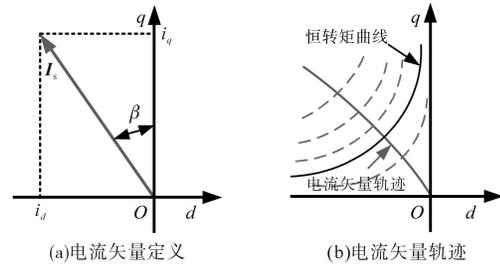


图1 电流矢量轨迹示意图

Fig.1 Schematic diagram of current vector trajectory

进一步, d, q 轴电流可以表示为

$$\begin{cases} i_d = -I_s \sin\beta \\ i_q = I_s \cos\beta \end{cases} \quad (3)$$

式中: β 为电流矢量角。

则电机转矩方程可以改写为

$$T_e = \frac{3n_p}{2} I_s [\Psi_f \cos\beta - (L_d - L_q) I_s \sin\beta \cos\beta] \quad (4)$$

通过式(4)可以看到,转矩一定时,在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 范围内,电流矢量幅值是关于电流矢量角的凹函数,即电流矢量幅值最小时有唯一的解,称为最优电流矢量角。定义转矩对电流矢量角的导数为MTPA判据:

$$\frac{\partial T_e}{\partial \beta} = \frac{3n_p}{2} I_s [-\Psi_f \sin\beta - (L_d - L_q) I_s \cos(2\beta)] \quad (5)$$

令式(5)等于零可解得:

$$\beta = \arcsin \frac{\Psi_f + \sqrt{\Psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_s^2}}{4(L_d - L_q) I_s} \quad (6)$$

结合电机参数标称值,最优电流矢量角可由式(6)计算得到。

2 基于虚拟信号注入的MTPA控制方法

虚拟信号注入法无需真正向系统中注入信号,而是以数值计算的方式构建控制模型,避免

了因信号注入引起的电机转矩脉动、额外功率损耗等负面影响。虚拟注入高频信号的 d, q 轴反馈电流可以表示为

$$\begin{aligned} i_{da} &= -I_s \sin[\beta + A \sin(\omega_h t)] \\ &\approx -I_s \sin\beta - I_s A \cos\beta \sin(\omega_h t) \\ &= i_{df} + i_{dh} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} i_{qa} &= I_s \cos[\beta + A \sin(\omega_h t)] \\ &\approx I_s \cos\beta - I_s A \sin\beta \sin(\omega_h t) \\ &= i_{qf} + i_{qh} \end{aligned} \quad (8)$$

式中: A 为注入信号幅值; ω_h 为注入信号频率。故虚拟注入高频信号后的虚拟功率响应可以表示为

$$\begin{aligned} T_{vir} &= \frac{3n_p}{2} [\Psi_f + (L_d - L_q)i_{da}]i_{qa} \\ &= \frac{3n_p}{2} [I_s \cos\beta - I_s A \sin\beta \sin(\omega_h t)] \cdot \\ &\quad \{\Psi_f + (L_d - L_q)[-I_s \sin\beta - I_s A \cos\beta \sin(\omega_h t)]\} \\ &= \frac{3n_p}{2} \{[\Psi_f I_s \cos\beta - \frac{1}{2}(L_d - L_q)I_s^2 \sin(2\beta)] + \\ &\quad AI_s[-\Psi_f \sin\beta - (L_d - L_q)I_s \cos(2\beta)] \sin(\omega_h t) - \\ &\quad [-\frac{1}{2}(L_d - L_q)I_s^2 A^2 \sin(2\beta)] \sin^2(\omega_h t)\} \end{aligned} \quad (9)$$

虚拟功率响应中包含电流矢量角追踪所需要的MTPA判据信息,通过图2所示的信号处理框图,可以从中提取MTPA判据并追踪电流矢量角。

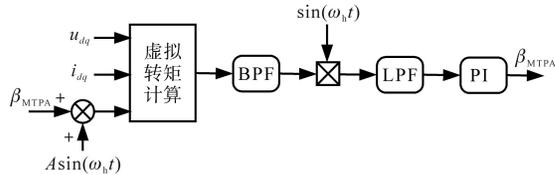


图2 电流矢量角追踪信号处理框图

Fig.2 Block diagram of signal processing for current vector angle tracking

首先,将 T_{vir} 通过中心频率为 ω_h 的带通滤波器可以得到 T_{BPF} :

$$T_{BPF} = k [-\Psi_f \sin\beta - (L_d - L_q)I_s \cos(2\beta)] \sin(\omega_h t) \quad (10)$$

其中 $k = 3An_p/2$

将 T_{BPF} 与 $\sin(\omega_h t)$ 相乘并通过低通滤波器后得到 T_0 :

$$\begin{aligned} T_0 &= \text{LPF} [T_{BPF} \cdot \sin(\omega_h t)] \\ &= k [-\Psi_f \sin\beta - (L_d - L_q)I_s \cos(2\beta)] \propto \partial T_e / \partial \beta \end{aligned} \quad (11)$$

可以看到, T_0 与MTPA判据成正比,将 T_0 通过PI控制器收敛至零,即可使 $\partial T_e / \partial \beta = 0$,实现最优电流矢量角的追踪。

基于虚拟信号注入的MTPA控制方法在实际

应用中常使用下式所示的参数估计:

$$\begin{cases} \Psi_f = (u_q - R_s i_q) / \omega_e - L_d i_d \\ L_q = (R_s i_d - u_d) / (\omega_e i_q) \end{cases} \quad (12)$$

电机运行过程中,定子电阻、 d, q 轴电感和永磁体磁链参数会随负载变化。定子电阻随电机工况变化较小,可以近似认为是恒值;对于电感,永磁体在 d 轴使磁路接近饱和,故 d 轴电感随负载变化小于 q 轴电感。因此,用定子电阻和 d 轴电感估计永磁体磁链和 q 轴电感可提高MTPA控制精度。

将式(12)代入式(9)中可以得到虚拟功率响应的计算式:

$$T_{vir} = \frac{3n_p}{2} \left[\frac{u_q - R_s i_q}{\omega_e} - AL_d \sin(\omega_h t) - \frac{R_s i_d - u_d}{\omega_e i_q} i_{da} \right] i_{qa} \quad (13)$$

3 考虑位置观测误差的MTPA控制方法

3.1 位置观测误差对MTPA控制的影响分析

图3为无传感器控制系统的坐标轴系示意图,图中, $\hat{\theta}_e$ 为观测 $\hat{d}\hat{q}$ 轴系与实际 dq 轴系之间的位置观测误差。从图中可以看到,当电机负载不变时,恒转矩曲线不变,为保持电流矢量与恒转矩曲线垂直,最优电流矢量角由 β 变化为 $\hat{\beta}$ 。对于传统的MTPA公式计算,其原理都是根据当前负载来计算该工况下的最优电流矢量角。故电机负载不变时,在无传感器驱动系统中,MTPA公式计算法只能得到电流矢量角 β ,而不是当前的最优电流矢量角 $\hat{\beta}$,即公式计算法在无传感器驱动系统中控制精度下降。

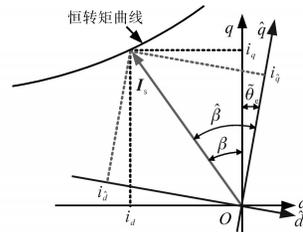


图3 无传感器驱动系统坐标轴系示意图

Fig.3 Schematic diagram of frame of sensorless drive system

对于虚拟信号注入的电流矢量角追踪方法,其工作原理如图4所示。当电机运行在无传感器控制,若电流矢量角为 β ,此时电流矢量无法与恒转矩曲线保持垂直,MTPA判据 $\partial T_e / \partial \beta > 0$,PI控制器调节电流矢量角增大直到 $\partial T_e / \partial \beta = 0$,实现无传感器下对最优电流矢量角 $\hat{\beta}$ 的追踪。

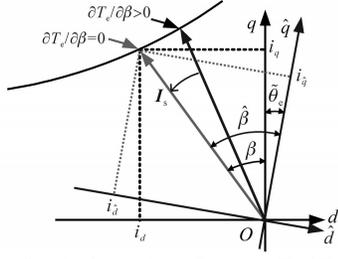


图4 信号注入法电流矢量角追踪原理示意图

Fig.4 Schematic diagram of current vector angle tracking principle of signal injection based method

在上述分析中,虚拟信号注入法可以追踪无传感器驱动系统中的最优电流矢量角,但位置观测误差会影响式(12)所示的参数估计方程,进而降低追踪精度。考虑 $\tilde{\theta}_e$ 基频电压方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + R^{-1}(\tilde{\theta}_e) \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Psi_f \end{bmatrix} + R^{-1}(\tilde{\theta}_e) \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & 0 \end{bmatrix} R(\tilde{\theta}_e) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中 $R(\cdot) = \begin{bmatrix} \cos(\cdot) & -\sin(\cdot) \\ \sin(\cdot) & \cos(\cdot) \end{bmatrix}$

为得到 $\tilde{\theta}_e$ 与估计参数的显性表达式,将式(14)展开得:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega_e [(L_d - L_q) \sin \tilde{\theta}_e \cos \tilde{\theta}_e] i_q - \omega_e (L_d \sin^2 \tilde{\theta}_e - L_q \cos^2 \tilde{\theta}_e) i_q + \omega_e \Psi_f \sin \tilde{\theta}_e \\ u_q = R_s i_q + \omega_e [(L_d - L_q) \sin \tilde{\theta}_e \cos \tilde{\theta}_e] i_d + \omega_e (L_d \cos^2 \tilde{\theta}_e - L_q \sin^2 \tilde{\theta}_e) i_d + \omega_e \Psi_f \cos \tilde{\theta}_e \end{cases} \quad (15)$$

将式(15)改写为参数估计形式:

$$\begin{cases} \frac{u_q - R_s i_q}{\omega_e} - L_d i_d = \Psi_f \cos \tilde{\theta}_e + L_d i_d (\cos^2 \tilde{\theta}_e - 1) + i_q (L_d - L_q) \sin \tilde{\theta}_e \cos \tilde{\theta}_e + L_q i_d \sin^2 \tilde{\theta}_e \neq \Psi_f \\ \frac{R_s i_d - u_d}{\omega_e i_q} = L_d \sin^2 \tilde{\theta}_e + L_q \cos^2 \tilde{\theta}_e + i_d / i_q (L_d - L_q) \sin \tilde{\theta}_e \cos \tilde{\theta}_e + \Psi_f \sin \tilde{\theta}_e / i_q \neq L_q \end{cases} \quad (16)$$

对比式(16)与式(12)表示的参数估计方程,可以看到位置误差引起了参数估计误差,两式作差得到其表达式如下式所示:

$$\begin{cases} \Delta \Psi_f = \Psi_f (\cos \tilde{\theta}_e - 1) + L_d i_d (\cos^2 \tilde{\theta}_e - 1) + L_q i_d \sin^2 \tilde{\theta}_e + i_q (L_d - L_q) \sin \tilde{\theta}_e \cos \tilde{\theta}_e \\ \Delta L_q = L_d \sin^2 \tilde{\theta}_e + L_q (\cos^2 \tilde{\theta}_e - 1) + \frac{i_d}{i_q} (L_d - L_q) \sin \tilde{\theta}_e \cos \tilde{\theta}_e + \frac{\Psi_f \sin \tilde{\theta}_e}{i_q} \end{cases} \quad (17)$$

参数估计误差导致式中的虚拟功率计算出现误差,从中提取的MTPA判据信息不准确,进而引起电流矢量角追踪误差。

3.2 位置观测误差校正方法

在3.1节分析中,位置观测误差会引起电流矢量角追踪误差。为了提升无传感器驱动系统中的MTPA控制精度,提出了一种考虑位置观测误差的MTPA控制策略,该策略框图如图5所示。首先,由虚拟信号注入法追踪最佳电流矢量角 β_{MTPA} ,该角度会随位置观测误差改变,结合转速控制器输出的电流矢量幅值分配 d, q 轴电流给定实现MTPA控制;同时,采用电流矢量角公式计算出随位置观测误差改变的电流角 β_{cal} ;利用 β_{MTPA} 与 β_{cal} 对位置观测误差的不同响应,比较公式计算法与虚拟信号注入法的电流矢量角追踪结果即可估计观测误差,得到的位置误差以坐标变换的形式将 $\hat{d}\hat{q}$ 轴系中的电机数学模型变换到 dq 轴系,即可消除由位置误差引起的参数估计误差,进而提高电流矢量角的追踪精度。

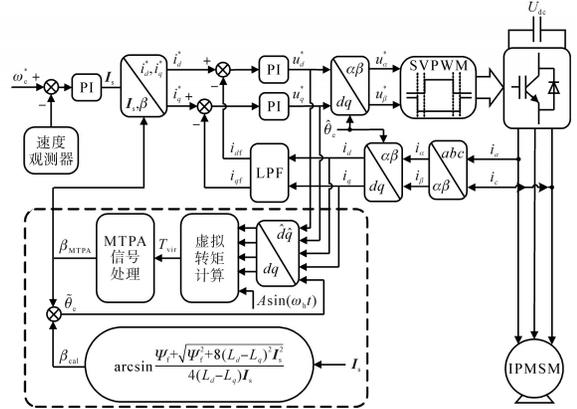


图5 考虑位置观测误差的MTPA控制框图

Fig.5 MTPA control block diagram considering position estimation error

4 实验结果与分析

实验所用2.2 kW内置式永磁同步电机实验平台如图6所示,测试电机(IPMSM)的参数为:额定功率2.2 kW,额定转矩21 N·m,额定频率50 Hz,额定转速1 000 r/min,极对数3,额定电压380 V,额定电流5.6 A,定子电阻2.75 Ω, d 轴电感35 mH, q 轴电感64 mH。负载转矩由感应电机对拖提供。所提出的算法功能在STM32F103主控芯片中实现,设置逆变器开关频率为6 kHz。

为了验证位置观测误差对MTPA控制的影响,实验中电机运行在300 r/min,负载为额定负载

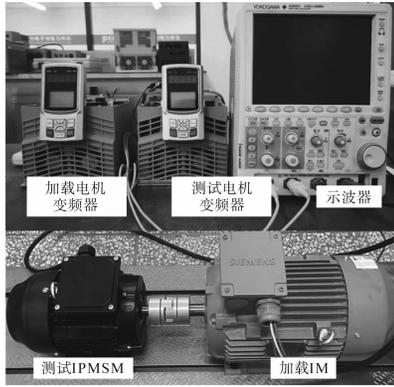


图6 2.2 kW 内置式永磁同步电机实验平台
Fig.6 Experimental platform of a 2.2 kW IPMSM

转矩,设置位置观测误差分别为 0° 、 5° 和 10° ,图7和图8为位置观测误差补偿前、后的估计磁链、估计电流矢量角、估计位置误差和 a 相电流的实验波形。从图7中可以看到,不考虑位置误差时,随着位置误差设置的增大,位置误差估计值逐渐偏离设置值,磁链估计误差增大,电流矢量角误差也随之增大。在图8中,当使用估计位置误差校正电机数学模型后,位置误差估计值和设置值的偏差减小,磁链估计误差减小,电流矢量角追踪精度提升。

图9为电机MTPA控制运行在不同转速、负载为额定负载时的电流矢量幅值、电流矢量角和 a 相电流实验波形,实验中在6 s设置位置误差为 15° ,在14 s时使能位置误差校正算法。可以看到,由于位置误差的影响,虚拟注入法电流矢量角追踪出现误差,电流矢量幅值增加;在校正算法使能后,电流矢量角继续调节直到与位置误差设置前的电流矢量角相差约为 15° ,差值与位置误差设置值相同。校正后的电流矢量幅值减小,证明该算法可以有效抑制由位置误差引起的电

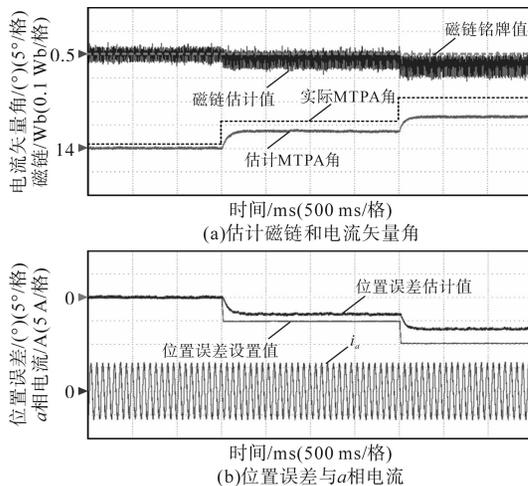


图7 不考虑位置观测误差的虚拟信号注入法实验结果
Fig.7 Experimental results of virtual signal injection based method without considering position error

流矢量角误差。

图10和图11为位置观测误差设置为 10° ,采

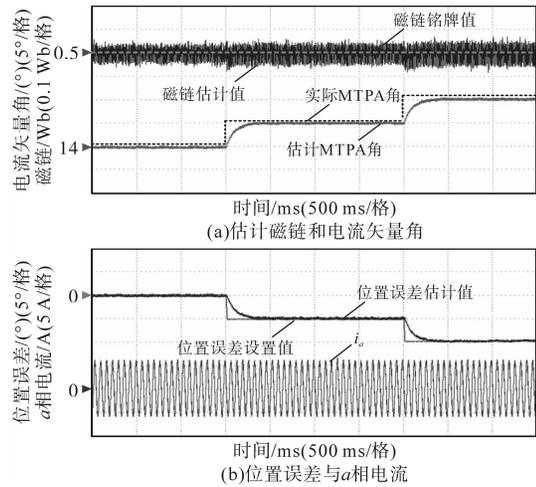


图8 位置观测误差校正后的虚拟信号注入法实验结果
Fig.8 Experimental results of virtual signal injection based method after position error compensation

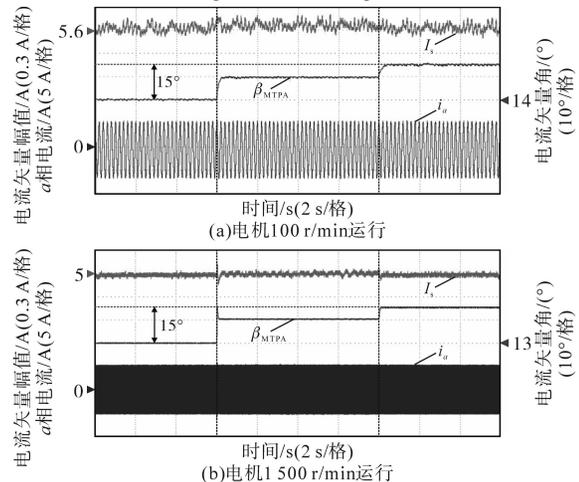


图9 位置观测误差设置为 15° 时虚拟信号注入法实验结果
Fig.9 Experimental results of virtual signal injection based method with position error set to 15°

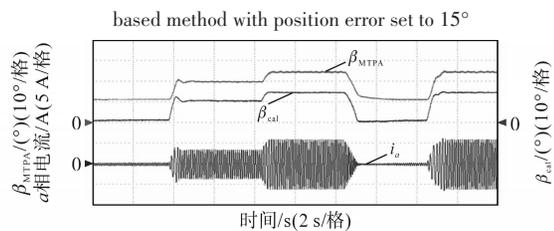


图10 电机200 r/min运行时加卸载实验结果
Fig.10 Experimental results of loading and unloading test at 200 r/min

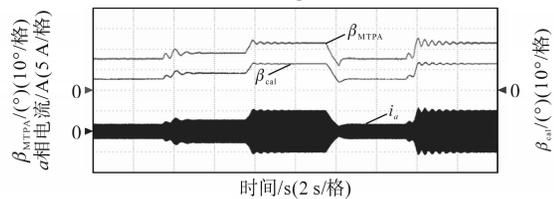


图11 电机1500 r/min运行时加卸载实验结果
Fig.11 Experimental results of loading and unloading test at 1500 r/min

用位置误差校正算法的MTPA控制加减载性能实验波形。可以看到不同转速、负载下,由公式计算得到的电流矢量角 β_{cal} 与由信号注入法得到的电流矢量角 β_{MTPA} 差值都约为 10° ,与理论分析一致。

5 结论

本文提出了一种考虑位置观测误差的MTPA控制策略。分析了无传感器驱动系统中位置观测误差对最优电流矢量角追踪的影响,并阐明了传统公式计算法和虚拟信号注入法在无传感器驱动系统中不同的控制精度。通过比较两种方法的电流矢量角追踪结果得到估计的位置误差,将其用于校正无传感器驱动系统中的电机数学模型以抑制由位置观测误差引起的最优电流矢量角追踪误差。实验结果表明,在无传感器驱动系统中,所提出的MTPA控制方法有较高的控制精度,可以有效提升系统运行效率。

参考文献

- [1] ALBERTI L, TRONCON D. Design of electric motors and power drive systems according to efficiency standards[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9287-9296.
- [2] WANG Gaolin, YANG Rongfeng, XU Dianguo. DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed range operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 720-727.
- [3] XIA Zekun, SHAMSUDDIEN N, RASUL T, et al. Online optimal tracking method for interior permanent magnet machines with improved MTPA and MTPV in whole speed and torque ranges[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9753-9769.
- [4] DAI Chen, GUO Tianliang, YANG Jun, et al. A disturbance observer-based current-constrained controller for speed regulation of PMSM systems subject to unmatched disturbances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(1): 767-775.
- [5] 李峰, 夏超英. 考虑磁路饱和的IPMSM电感辨识算法及变参数MTPA控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(11): 136-144.
LI Feng, XIA Chaoying. Inductance identification algorithm and variable-parameters MTPA control strategy for IPMSM considering magnetic circuit saturation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(11): 136-144.
- [6] LI Ke, WANG Yi. Maximum torque per ampere (MTPA) control for IPMSM drives based on a variable-equivalent-parameter MTPA control law[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 7092-7102.
- [7] KIM S, YOON Y, SUL S, et al. Maximum torque per ampere (MTPA) control of an IPM machine based on signal injection considering inductance saturation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 488-497.
- [8] KIM H, YOO J, SUL S. Online MTPA operation of IPMSM based on dual-loop control in polar coordinates[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4431-4441.
- [9] FOO G, RAHMAN M F. Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1270-1278.
- [10] WANG Gaolin, LI Zhuomin, ZHANG Guoqiang, et al. Quadrature PLL-based high-order sliding-mode observer for IPMSM sensorless control with online MTPA control strategy[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2013, 28(1): 214-224.
- [11] LING Shuqi, SHI Tingna, LIN Zhichen, et al. Interior permanent magnet synchronous motor maximum torque per ampere-position sensorless control[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2019: 2589-2596.
- [12] ZHANG Jiahao, LIU Guohai, CHEN Qian. MTPA control of sensorless IPMSM drive system based on virtual and actual high-frequency signal injection[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1516-1526.
- [13] 赵文祥, 刘桓, 陶涛, 等. 基于虚拟信号和高频脉振信号注入的无位置传感器内置式永磁同步电机MTPA控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(24): 5092-5100.
ZHAO Wenxiang, LIU Heng, TAO Tao, et al. MTPA control of sensorless IPMSM based on virtual signal and high-frequency pulsating signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(24): 5092-5100.
- [14] 陈宝. 永磁同步电机无位置传感器中高速控制技术及其启动策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.
CHEN Bao. Research on position sensorless control in medium-high speed and starting strategy of permanent magnet synchronous machine[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2021.
- [15] YOO J, KIM H, SUL S. MTPA tracking control of sensorless IPMSM based on square-wave voltage signal injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12525-12537.
- [16] TANG Qipeng, YU Baiqiang, LUO Pan, et al. Second harmonic seamless splicing technique based on maximum active-voltage vector for online MTPA tracking control of SynRM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 10958-10968.

收稿日期: 2023-04-27
修改稿日期: 2023-07-15