

# 永磁同步电机伺服系统改进型无差拍电流控制算法

姜哲, 卜飞飞, 潘子昊, 轩富强

(多电飞机电气系统工信部重点实验室(南京航空航天大学), 江苏 南京 210016)

**摘要:**高性能电流环是提升永磁同步电机伺服系统性能的重要保证和基础,在控制过程中,电流环易受延迟环节、采样误差等因素影响,需具备较强的抗扰动能力。基于此,文中研究了一种带电流校正环节的改进型无差拍电流控制算法。该方法以传统无差拍电流控制算法为基础,对电流采样环节进行改进。将 $k$ 时刻的电流采样值与 $k$ 时刻的电流预测值进行加权处理,作为新的电流反馈值,再进行无差拍控制,抑制采样误差对电流控制的影响,进而提升稳态过程中电流的抗扰动能力。并针对永磁伺服系统样机进行了 Matlab 仿真和实验,验证了文中方法的正确性和有效性。

**关键词:**永磁同步电机; 电流环; 采样误差; 无差拍控制; 抗扰动

**中图分类号:** TM351

**文献标志码:** A

**文章编号:** 2096-3203(2020)06-0177-07

## 0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)凭借其效率高,体积小,功率密度高等优势在伺服领域应用广泛<sup>[1-3]</sup>。随着工业的发展,业界对永磁伺服系统的性能要求越来越高,尤其是在机器人,航空航天,智能制造等高性能伺服领域,永磁伺服系统呈现更快,更小,更智能的发展趋势。

典型的三闭环伺服系统中,作为内环的电流环是伺服系统控制的关键环节,其性能好坏对整个系统的运行起着至关重要的作用。传统电流环通过PI调节器进行控制,PI调节器是一种线性调节器,提高比例增益可以提高系统动态性能,但过大的增益会带来超调和振荡,甚至影响系统稳定性<sup>[4]</sup>。为了解决PI控制器中存在的问题,已有文献涉及重复控制<sup>[5]</sup>、直接功率控制<sup>[6]</sup>、模型预测控制<sup>[7]</sup>、无差拍控制<sup>[8-10]</sup>等方法。其中无差拍控制由于具有动态响应快,控制精度高,仅依赖于主电路的实际电气参数,控制系统设计较为简单等特点受到越来越多的关注<sup>[11]</sup>。

无差拍控制需要基于采样电流进行多步预测,而采样电流易受到采样误差的影响,同时采样误差具有随机性,较稳态误差更难处理,会对电流的控制稳定性产生影响<sup>[12]</sup>。为减小采样误差的影响,近年来学者们已针对不同的控制及应用做了大量研究<sup>[13-17]</sup>。文献[13]提出一种通过灵敏度函数处理重复控制中的采样误差的方法,通过调节灵敏度函

数中的校正系数来减小采样误差的影响,但控制的复杂度增加,且会降低系统的动态性能。文献[14]采用双重复控制对采样误差进行了抑制,但限制了电流补偿能力。文献[15]通过在传感器的输入侧施加一组校正模拟量,与实测值通过最小二乘法拟合,来修正采样偏差,但对软硬件要求较高,实现难度大。文献[16]通过加入扰动观测器来抑制低频扰动和高频噪声,提高系统的鲁棒性。文献[17]采用双采样的运算模式来提高系统采样精度。以上2种方法主要针对变频器开展,是否适用于永磁伺服系统仍有待进一步研究。

因此文中以永磁伺服系统为背景,研究了一种带电流校正环节的无差拍控制方法。该方法以无差拍控制为基础,在电流校正环节中,将 $k$ 时刻的采样电流与 $k$ 时刻的预测电流通过适当的校正系数进行加权校正,得到电流校正值,作为新的电流反馈值,进一步进行无差拍控制,以抑制稳态过程中采样误差对电流的影响,进而提升稳态过程中电流的抗扰动能力,并利用1台永磁伺服系统样机进行了仿真和实验验证。

## 1 PMSM 数学模型及状态方程

文中控制算法基于永磁伺服系统,被控对象为永磁同步电机,需先得到永磁同步电机在 $dq$ 旋转坐标系下的数学模型,如式(1)所示<sup>[4]</sup>:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \psi_f \omega_e \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_d, u_q$ 分别为 $dq$ 轴电压分量; $i_d, i_q$ 分别为 $dq$ 轴

收稿日期:2020-06-13;修回日期:2020-07-25

基金项目:中国博士后科学基金特别资助项目(2016T90-454)

电流分量;  $R_s$  为定子电阻;  $\omega_e$  为角速度;  $\psi_f$  为永磁体磁链;  $L_d$  为直轴电感;  $L_q$  为交轴电感;  $L_s$  为定子电感。选用标贴式永磁同步电机, 则其中  $L_d=L_q=L_s$ 。

根据 PMSM 数学模型, 选择电压、电流为状态变量, 得到如下状态方程:

$$\begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & \omega_e \\ -\omega_e & -R_s/L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\psi_f \omega_e / L_s \end{bmatrix} \quad (2)$$

## 2 无差拍控制原理及误差分析

### 2.1 无差拍控制原理

图 1 为永磁伺服系统中电流控制环节传递函数。其中  $G_c(s)$  为电流控制器传递函数;  $G_{inv}(s)$  为逆变器等效传递函数;  $G_m(s)$  为电机等效传递函数;  $G_f(s)$  为采样环节等效传递函数;  $i_{ref}$  为电流参考值;  $i_{fed}$  为电流反馈值。

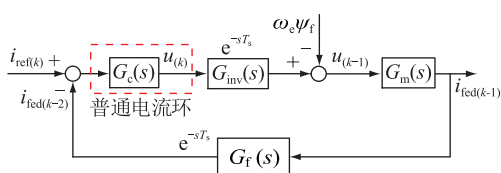


图 1 永磁伺服系统电流环传递函数

Fig.1 PMSM current loop transfer function

由图 1 可知, 数据执行过程中, 存在一拍延迟, 即第  $k-1$  个采样周期  $T_s$  计算的输出电压在第  $k$  个  $T_s$  开始执行; 同时, 在数据采集过程中, 也存在一拍延迟, 即第  $k-2$  个  $T_s$  的电流是根据第  $k-1$  个  $T_s$  的电流所得到的, 存在 2 个  $T_s$  的延迟。

为了消除延迟对系统造成的影响, 文中采用一种无差拍电流控制方法<sup>[8]</sup>。先通过电流预测环节, 消除采样过程中的 1 个周期的延迟, 得到第  $k+1$  个  $T_s$  下的电流, 再通过电压预测环节, 消除执行过程中的 1 个  $T_s$  的延迟, 得到  $k+1$  个  $T_s$  下的电压, 控制框图如图 2 所示, 其中红框为无差拍控制中消除延迟的计算过程。

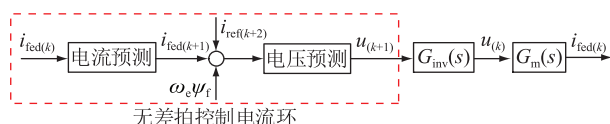


图 2 无差拍控制算法框图

Fig.2 Deadbeat control block diagram of the algorithm

根据式(2), 在 1 个采样周期内, 采用前项欧拉对  $i_d, i_q$  进行离散化处理, 可以得到式(3)中  $k+1$  时刻的预测电流  $i_{d(k+1)}$  和  $i_{q(k+1)}$ , 消除采样过程中的延迟。

$$\begin{bmatrix} i_{d(k+1)} \\ i_{q(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_s R_s / L_s & T_s \omega_e \\ -T_s \omega_e & 1 - T_s R_s / L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d(k)} \\ i_{q(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s / L_s & 0 \\ 0 & T_s / L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d(k)} \\ u_{q(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\psi_f \omega_e T_s / L_s \end{bmatrix} \quad (3)$$

由于存在 2 个  $T_s$  的延迟, 再根据  $dq$  轴电流的参考值  $i_{d(k+2)}^{ref}, i_{q(k+2)}^{ref}$  对  $k+1$  周期的电压进行预测, 消除第 2 个延迟, 预测过程中会涉及到  $k+1$  时刻的预测电流  $i_{d(k+1)}, i_{q(k+1)}$ , 用式(3)进行替换, 得到  $u_{d(k+1)}, u_{q(k+1)}$ , 用式(4)表示。

$$\begin{bmatrix} u_{d(k+1)} \\ u_{q(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s / T_s & 0 \\ 0 & L_s / T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d(k+2)}^{ref} \\ i_{q(k+2)}^{ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_s / T_s + \frac{T_s R_s^2}{L_s} - 2R_s & L_s - T_s R_s \\ -2\omega_e (L_s - T_s R_s) & L_s / T_s + \frac{T_s R_s^2}{L_s} - 2R_s - \omega_e^2 T_s L_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{d(k)} \\ i_{q(k)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 - T_s R_s / L_s & T_s \omega_e \\ -T_s \omega_e & 1 - T_s R_s / L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d(k)} \\ u_{q(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_e^2 T_s \psi_f \\ 2\psi_f \omega_e - \psi_f \omega_e T_s R_s / L_s \end{bmatrix} \quad (4)$$

以上即为无差拍控制的原理推导, 其消除了 2 个周期的延迟造成的误差, 但在无差拍控制中, 需要用到  $k$  时刻的电流采样值预测  $k+1$  时刻的电流值, 再根据  $k+1$  时刻的电流预测值进一步预测电压值, 需要两步预测, 所以对采样精度的要求高, 易受到采样误差的影响。

### 2.2 无差拍控制误差分析

无差拍电流预测控制理论上消除了系统中 2 个周期的延迟, 但在实际系统中, 除了延迟造成的误差,  $i_d, i_q$  也会受到电流采样误差的影响。采样误差具有随机性, 会导致采样值与给定值存在偏差, 随着控制周期的增加, 误差会进行累计, 因为无差拍控制是对电流进行预测计算的过程, 误差累计会影响预测电流的精度, 从而对输出电压值造成影响。

将式(4)中涉及到的矩阵用式(5)来表示:

$$\begin{cases} M = \begin{bmatrix} 1 - T_s R_s / L_s & T_s \omega_e \\ -T_s \omega_e & 1 - T_s R_s / L_s \end{bmatrix} \\ B = \begin{bmatrix} T_s / L_s & 0 \\ 0 & T_s / L_s \end{bmatrix} \\ \Psi = \begin{bmatrix} 0 \\ -\psi_f \omega_e T_s / L_s \end{bmatrix} \\ E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

此时,式(4)可以简化为式(6):

$$\begin{bmatrix} u_{d(k+1)} \\ u_{q(k+1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} i_{d(k+2)}^{\text{ref}} \\ i_{q(k+2)}^{\text{ref}} \end{bmatrix} - \frac{\mathbf{M}^2}{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} i_{d(k)} \\ i_{q(k)} \end{bmatrix} - \mathbf{M} \begin{bmatrix} u_{d(k)} \\ u_{q(k)} \end{bmatrix} - \frac{(\mathbf{M} + \mathbf{E}) \Psi}{\mathbf{B}} \quad (6)$$

其中,电压  $u_{d(k+1)}$ ,  $u_{q(k+1)}$  的预测只涉及电压  $u_{d(k)}$ ,  $u_{q(k)}$ , 有 1 个周期的误差累计,但  $u_{d(k)}$ ,  $u_{q(k)}$  的预测同样涉及  $u_{d(k-1)}$ ,  $u_{q(k-1)}$ , 也会存在 1 个周期的误差累计,式(6)中  $dq$  轴电压  $u_{d(k)}$ ,  $u_{q(k)}$  用  $k-1$  时刻的  $dq$  轴电压  $u_{d(k-1)}$ ,  $u_{q(k-1)}$  表示:

$$\begin{bmatrix} u_{d(k)} \\ u_{q(k)} \end{bmatrix} = \frac{1}{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} i_{d(k+1)}^{\text{ref}} \\ i_{q(k+1)}^{\text{ref}} \end{bmatrix} - \frac{\mathbf{M}^2}{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} i_{d(k-1)} \\ i_{q(k-1)} \end{bmatrix} - \mathbf{M} \begin{bmatrix} u_{d(k-1)} \\ u_{q(k-1)} \end{bmatrix} - \frac{(\mathbf{M} + \mathbf{E}) \Psi}{\mathbf{B}} \quad (7)$$

将式(6)中的  $u_{d(k)}$ ,  $u_{q(k)}$  用式(7)进行替换,从而观察到经过 2 个周期的误差累计后的  $dq$  轴电压方程,可用式(8)表示:

$$\begin{bmatrix} u_{d(k+1)} \\ u_{q(k+1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{\mathbf{B}} \left( \begin{bmatrix} i_{d(k+2)}^{\text{ref}} \\ i_{q(k+2)}^{\text{ref}} \end{bmatrix} - \mathbf{M} \begin{bmatrix} i_{d(k+1)}^{\text{ref}} \\ i_{q(k+1)}^{\text{ref}} \end{bmatrix} \right) - \frac{\mathbf{M}^2}{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} i_{d(k)} \\ i_{q(k)} \end{bmatrix} + \frac{\mathbf{M}^3}{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} i_{d(k-1)} \\ i_{q(k-1)} \end{bmatrix} - (1 - \mathbf{M}) \frac{(\mathbf{M} + \mathbf{E}) \Psi}{\mathbf{B}} + \mathbf{M}^2 \begin{bmatrix} u_{d(k-1)} \\ u_{q(k-1)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

类比式(8)的推导过程,经过  $n$  个周期误差累计后,第  $k+1$  个  $T_s$  的电压  $u_{d(k+1)}$ ,  $u_{q(k+1)}$  表示如下:

$$\begin{bmatrix} u_{d(k+1)} \\ u_{q(k+1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{\mathbf{B}} \left( \begin{bmatrix} i_{d(k+2)}^{\text{ref}} \\ i_{q(k+2)}^{\text{ref}} \end{bmatrix} - \mathbf{M} \begin{bmatrix} i_{d(k+1)}^{\text{ref}} \\ i_{q(k+1)}^{\text{ref}} \end{bmatrix} \right) + \frac{1}{\mathbf{B}} \left( \sum_{n=2}^{k-(n-2)} (-1)^n \mathbf{M}^n \begin{bmatrix} \Delta i_{d(k+2-n)} \\ \Delta i_{q(k+2-n)} \end{bmatrix} \right) - \sum_{n=2}^{k-(n-2)} (-1)^n \mathbf{M}^{n-2} \frac{(\mathbf{M} + \mathbf{E}) \Psi}{\mathbf{B}} + (-1)^{n-1} \mathbf{M}^{n-1} \begin{bmatrix} u_{d(k+2-n)} \\ u_{q(k+2-n)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d(k+2-n)} \\ \Delta i_{q(k+2-n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d(k+2-n)}^{\text{ref}} \\ i_{q(k+2-n)}^{\text{ref}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{d(k+2-n)} \\ i_{q(k+2-n)} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式(9)中,等式右边的第 1 项为由给定电流进一步预测计算的第  $k+1$  个  $T_s$  的电压增量;第 2 项为电流采样误差经过  $n$  个周期误差累计后所产生的电压增量;第 4 项为第  $k+2-n$  个  $T_s$  的电压增量。

当系统中某一时刻出现较大采样误差,随着控制周期的累加,  $n$  值发生变化,经过  $n$  个周期的累

积,式(9)等式右端的后三项会进行累积,会对电流的预测产生干扰,使预测值的误差增大,从而影响输出电压。基于此,文中在无差拍控制的基础上,加入电流校正环节,抑制采样误差对电流控制的影响,提升稳态过程中电流的抗干扰能力。

### 3 无差拍电流校正预测控制

#### 3.1 无差拍电流校正环节原理

$k$  时刻发生较大采样误差后,直接采样会造成  $k$  时刻的实际电流值不准确,进而导致计算出的  $k+1$  时刻的电流预测值不准确。但  $k$  时刻的预测值是根据  $k-1$  时刻的电流和电压计算得到,而  $k-1$  时刻是没有较大采样误差的,所以  $k$  时刻的电流预测值是准确的。在实际数字控制系统中,可以将  $k$  时刻的预测值保存至寄存器中,再将  $k$  时刻的电流实际采样值和  $k$  时刻的电流预测值通过合适的校正系数<sup>[8]</sup>进行加权校正,得到的  $k$  时刻电流校正值,作为新的电流反馈值去计算  $k+1$  时刻的电流值,再预测电压值,可以降低  $k$  时刻较大采样误差对  $k+1$  电流预测值和基于  $k+1$  时刻电流预测值计算得到的输出电压值的影响。加入校正环节的电流表达式为:

$$\begin{cases} \hat{i}_{d(k)} = h i_{d(k)} + (1-h) \bar{i}_{d(k)} \\ \hat{i}_{q(k)} = h i_{q(k)} + (1-h) \bar{i}_{q(k)} \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $h$  为校正系数;  $\hat{i}_{d(k)}$ ,  $\hat{i}_{q(k)}$  为校正值;  $i_{d(k)}$ ,  $i_{q(k)}$  为预测值;  $\bar{i}_{d(k)}$ ,  $\bar{i}_{q(k)}$  为实际值。用校正后的  $\hat{i}_{d(k)}$ ,  $\hat{i}_{q(k)}$  来作为电流反馈值,进行无差拍控制,此时  $k+1$  周期下  $d$ 、 $q$  轴的电压为:

$$\begin{bmatrix} u_{d(k+1)} \\ u_{q(k+1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} i_{d(k+2)}^{\text{ref}} \\ i_{q(k+2)}^{\text{ref}} \end{bmatrix} - \frac{\mathbf{M}^2}{\mathbf{B}} \begin{bmatrix} \hat{i}_{d(k)} \\ \hat{i}_{q(k)} \end{bmatrix} - \mathbf{M} \begin{bmatrix} u_{d(k)} \\ u_{q(k)} \end{bmatrix} - \frac{(\mathbf{M} + \mathbf{E}) \Psi}{\mathbf{B}} \quad (12)$$

式(11)为  $k$  时刻的电流校正值,经过  $C_n$  个周期的迭代后,第  $k+C_n$  周期后的校正电流值为:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{d(k+C_n)} \\ \hat{i}_{q(k+C_n)} \end{bmatrix} = \mathbf{M}^{C_n} (1-h)^{C_n} \begin{bmatrix} \hat{i}_{d(k)} \\ \hat{i}_{q(k)} \end{bmatrix} + \sum_{n=1}^{C_n} \mathbf{M}^{n-1} (1-h)^{n-1} \times \left( h \begin{bmatrix} i_{d(k+1+C_n-n)} \\ i_{q(k+1+C_n-n)} \end{bmatrix} + \mathbf{B} (1-h) \begin{bmatrix} u_{d(k+C_n-n)} \\ u_{q(k+C_n-n)} \end{bmatrix} + (1-h) \Psi \right) \quad (13)$$

图 3 为永磁伺服系统中带有电流校正环节的无差拍控制框图,其中红色虚线部分为电流校正环节,与图 2 中的无差拍控制相比,改进的方法通过将

$k$  时刻采样得到的实际电流和  $k$  时刻预测出的电流进行加权平均校正,再作为反馈值,在此基础上进行无差拍控制,可以抑制采样误差对电流控制的影响,提升稳态过程中电流的抗干扰能力。

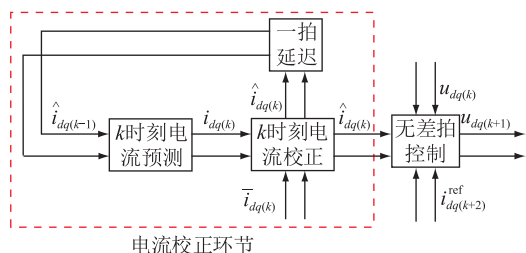


图3 带校正环节的无差拍控制算法框图

Fig 3 Block diagram of deadbeat control algorithm with correction link

### 3.2 无差拍电流校正预测稳定性分析

根据式(3)和式(11)得到无差拍校正电流预测控制的离散状态空间模型为:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d(k) \\ \hat{i}_q(k) \end{bmatrix} = (1-h)\mathbf{M} \begin{bmatrix} \hat{i}_d(k-1) \\ \hat{i}_q(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h \\ h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \mathbf{M}\mathbf{B} \begin{bmatrix} u_d(k-1) \\ u_q(k-1) \end{bmatrix} + \mathbf{M}\mathbf{\Psi} \quad (14)$$

令:

$$\mathbf{N} = (1-h)\mathbf{M} \quad (15)$$

根据离散时变系统的 Lyapunov 判据,若使得系统保持稳定,则存在一个对称的正定矩阵  $\mathbf{P}$ ,使得:

$$\mathbf{N}^T \mathbf{P} \mathbf{N} - \mathbf{P} = -\mathbf{Q} \quad (16)$$

其中  $\mathbf{Q}$  为单位矩阵,解得:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中:

$$A = \frac{1}{(h-1) \left[ \left( 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} \right)^2 + T_s^2 \omega_e^2 - 1 \right]} \quad (18)$$

从矩阵  $\mathbf{P}$  可以看到,若  $\mathbf{P}$  为正定矩阵,对角线上的元素均大于零,所以与电机的参数和校正系数有关,不同电机的校正系数不同。

以文中电机参数为例,具体见表1。其中采样周期  $T_s$  为 0.1 ms,角速度  $\omega_e$  为  $0.27\pi n$ ,通过计算得到,当电流校正系数满足  $0 < h < 1$  时,改进的无差拍电流预测控制系统稳定。在此范围内选择合适的校正系数,可以保证系统的稳定性。

## 4 改进型无差拍电流控制仿真分析

在 Matlab 中搭建永磁伺服系统仿真模型,所用到的电机参数即为表1中实际电机参数,其中开关

表1 电机参数

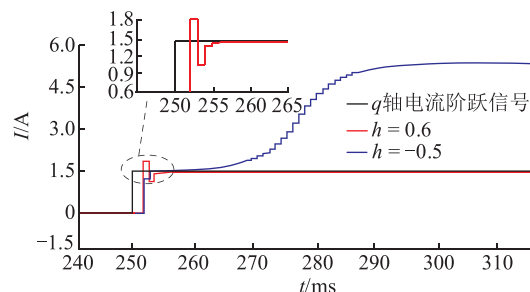
Table 1 Motor parameters

参数	数值
额定电压 $U_N/V$	24
额定功率 $P_N/W$	50
额定转速 $n_N/(r \cdot \min^{-1})$	5 240
额定转矩 $(N \cdot m)$	0.083 4
相电阻/ $\Omega$	1.03
相电感/mH	0.572
极对数	8
转矩常数 $(N \cdot m \cdot A^{-1})$	0.033 5
转速常数 $(r \cdot \min^{-1} \cdot V^{-1})$	8.77
机械时间常数/ms	12.4
转子惯量 $(g \cdot cm^2)$	135

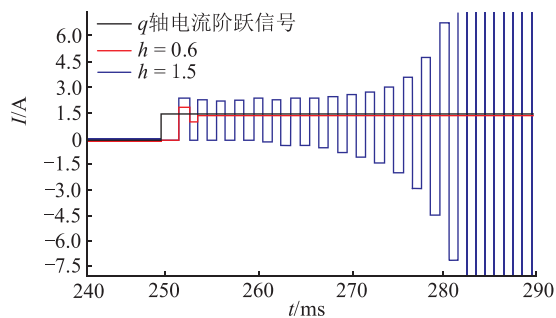
频率  $f_s$  为 10 kHz。

### 4.1 不同校正系数下对电流控制的影响

通过式(17)分析,加入电流校正环节后,校正系数满足  $0 < h < 1$  时,系统稳定,否则系统不稳定。仿真通过选择不同范围的校正系数来验证电流控制的稳定性,分别选取3个范围下的校正系数  $h = -0.5, h = 0.6, h = 1.5$ 。在 250 ms 时给定  $q$  轴电流从 0 跃变到 1.5 A,仿真结果如图4所示。



(a)  $h = -0.5$ 与 $h = 0.6$ 时的 $q$ 轴电流



(b)  $h = 1.5$ 与 $h = 0.6$ 时的 $q$ 轴电流

图4 不同校正系数下系统稳定性对比

Fig.4 Comparison of system stability under different correction factors

由图4(a)可知, $h = -0.5$ 时,通过预测得到的  $q$  轴电流值在短暂达到稳定后,电流会继续上升,与  $q$  轴给定电流存在很大的静差,系统无法保持稳定;由图4(b)可知, $h = 1.5$ 时,通过预测得到的  $q$  轴电

流是发散的,无法收敛,系统同样无法保持稳定; $h = 0.6$ 时,通过预测得到的 $q$ 轴电流可以很快达到稳定,不存在静差和发散的现象。因此只有校正系数 $h$ 满足 $0 < h < 1$ 时,系统稳定,验证了系统稳定性分析的正确性。

#### 4.2 校正系数的选取

为选取合适的校正系数,文中在同一工况下,对不同校正系数下的 $q$ 轴电流仿真结果进行定量分析。图5为校正系数分别取0.1,0.6和0.9时的 $q$ 轴电流阶跃响应,可以看出,随着 $h$ 值的增大, $q$ 轴电流的动态性能变差。图6为采样出现误差后,不同校正系数下, $q$ 轴电流对其抑制效果,可以看出,随着 $h$ 值的增大, $q$ 轴电流对采样误差的抑制效果增强。通过对不同校正系数的定量分析,在选取校正系数时,需同时考虑其对采样误差的抑制效果和对电流动态性能的影响,文中选择 $h = 0.6$ 。

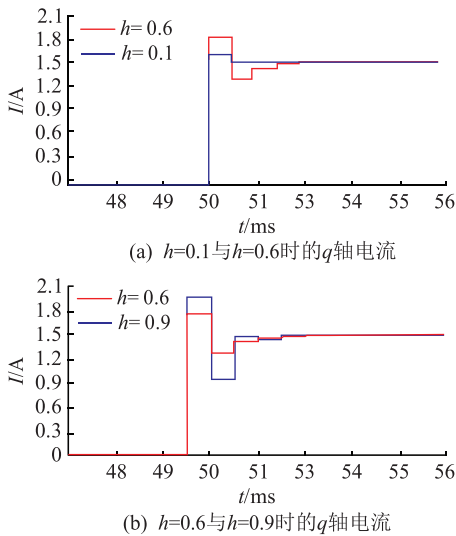


图5 不同校正系数下 $q$ 轴预测电流阶跃响应对比  
Fig.5 Comparison of step response of  $q$ -axis predicted current under different correction factors

#### 4.3 2种无差拍控制算法对比

通过理论分析,校正系数满足 $0 < h < 1$ 时,系统稳定,文中选择 $h = 0.6$ 。校正环节主要是在稳态过程中,将采样电流进行处理后作为反馈值,再进行无差拍控制。因此采样误差可以等效为一个扰动量,通过在仿真中给 $q$ 轴电流加入一个电流脉冲,模拟采样误差。仿真中 $d$ 轴电流为0, $q$ 轴电流稳定值为1.5 A。

图7对比了电流稳态过程中,发生采样误差后,直接采样得到的电流 $\bar{i}_{dq(k)}$ 和校正后的电流 $\hat{i}_{dq(k)}$ 的波形。可以看出,直接采样得到的 $q$ 轴电流的最大振荡幅度达到46.7%,振荡时间为9 ms,而对采样电流进行校正后,电流的振荡幅度为13.3%,振荡时间

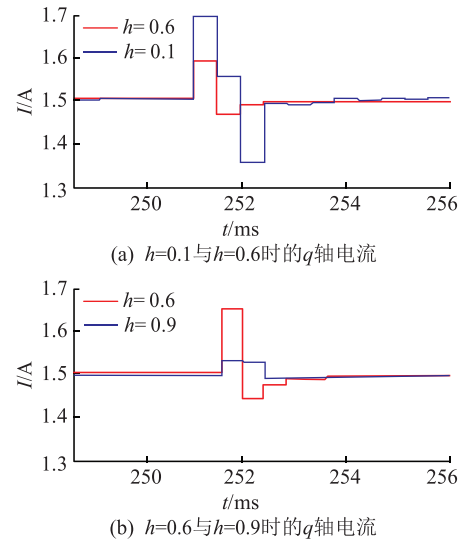


图6 不同校正系数下 $q$ 轴预测电流稳态对比  
Fig.6 Comparison of  $q$ -axis predicted current steady state under different correction factors

仅为4 ms。可见加入校正环节后,电流的抗扰动能力增强,采样误差得到了有效抑制。图8分别是通过采样电流直接作为反馈值计算得到的预测电流和通过校正电流作为反馈值计算得到的预测电流 $\hat{i}_{dq(k+1)}$ 。可以看出,通过直接采样得到的电流反馈值进行预测,预测电流最大振荡幅度达到33.3%,振荡时间为5 ms,而通过校正后的电流作为反馈值进行预测,预测电流的振荡幅度仅为9.8%,振荡时间仅为1.5 ms。可见通过校正环节对采样误差进行抑制,可以使电流的抗扰动能力增强,预测的电流也更加精准。

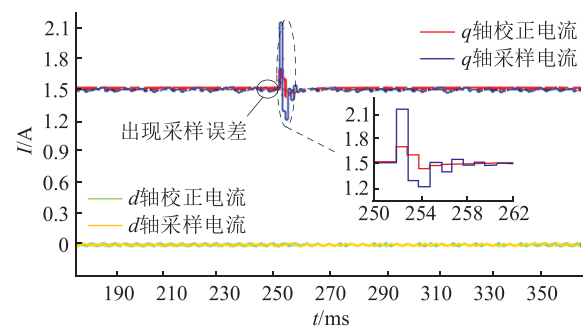


图7  $dq$ 轴采样电流和校正电流对比  
Fig.7  $dq$  axis sampling current and correction current comparison

## 5 改进型无差拍电流控制实验验证

图9为文中设计的永磁伺服系统实验平台,通过FPGA芯片处理电压、电流等信息,再通过DSP芯片实现基于不同电流环的电机控制算法,发出PWM波,控制智能功率模块IPM实现对电机的控制。



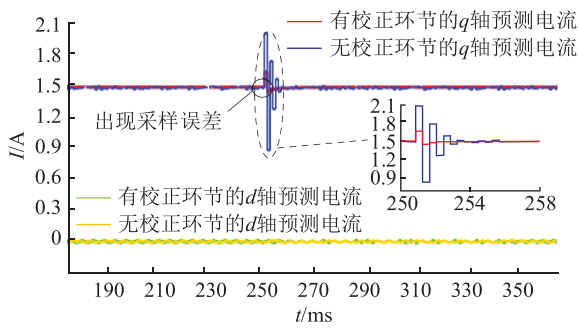


图8 有校正环节下的dq轴预测电流对比

Fig.8 Comparison of dq axis prediction currents with or without calibration

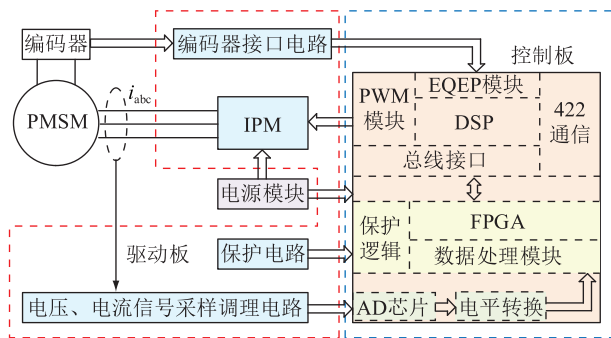


图9 永磁伺服系统实验平台原理

Fig.9 Principle block diagram of experimental platform for permanent magnet servo system

采用  $i_d=0$  控制,  $q$  轴电流稳定在 1.5 A 后, 通过在  $q$  轴电流中加入脉冲量来模拟采样误差,  $dq$  轴电流通过三相电流变换得到。图 10 对比了有无校正环节的无差拍控制中, 采样误差对  $q$  轴电流的影响。

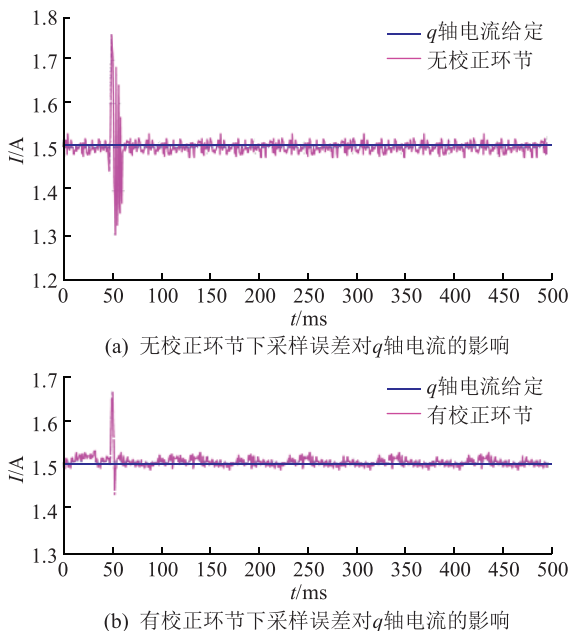


图10 2种无差拍控制q轴电流对比

Fig.10 Comparison of two types of deadbeat control q-axis current

表 2 对比了 2 种无差拍控制发生采样误差后对误差的抑制效果。可以看出, 加入校正环节后的无差拍控制可有效抑制采样误差,  $q$  轴电流的振荡时间变短, 振荡幅度变小。可见电流校正环节对采样误差有明显的抑制作用, 电流的抗扰动能力增强。

表 2 不同电流控制算法实验对比

Table 2 Different current control experimental comparison

控制方法	振荡幅度/%	振荡时间/ms
无差拍控制	±18.7	21
有校正环节的无差拍控制	±9.3	9

## 6 结语

文中研究了一种带电流校正环节的无差拍电流控制算法, 用来解决永磁伺服系统中传统无差拍控制易受采样误差影响的问题。引入校正系数对  $k$  时刻的电流采样值和电流预测值进行加权校正, 再作为反馈值进行无差拍控制, 来抑制采样误差的影响, 并通过仿真和实验验证该方法的有效性。结果表明采样发生误差后, 带有校正环节的无差拍控制电流的振荡幅度变小和振荡时间变短, 电流的抗扰动能力增强, 有效抑制了采样误差对电流的影响。

### 参考文献:

[1] 李永东, 张猛. 高性能交流永磁同步电机伺服系统现状[J]. 伺服控制, 2008(1): 34-37.  
 LI Yongdong, ZHANG Meng. High performance AC permanent magnet synchronous motor servo system[J]. Servo Control, 2008(1): 34-37.

[2] 李崇坚. 交流同步电机调速系统[M]. 第2版. 北京: 科学出版社, 2013.  
 LI Chongjian. AC synchronous motor speed control system[M]. 2nd ed. Beijing: Science Press, 2013.

[3] 方力, 陆宇焯. 基于聚类分析的直驱永磁风电场动态等值研究[J]. 智慧电力, 2019, 47(2): 29-36.  
 FANG Li, LU Yuyue. Dynamic equivalence modelling of DDPMSG based wind farm based on clustering analysis[J]. Smart Power, 2019, 47(2): 29-36.

[4] 王伟华, 肖曦. 永磁同步电机改进电流预测控制方法研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 50-56.  
 WANG Weihua, XIAO Xi. Research on improved current prediction control method for permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Electrotechnics, 2013, 28(3): 50-56.

[5] 滕国飞, 肖国春, 张志波, 等. 采用重复控制的 LCL 型并网逆变器单闭环电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 13-21.  
 TENG Guofei, XIAO Guochun, ZHANG Zhibo, et al. A single-loop current control method for LCL filtered grid-connected inverters based on the repetitive controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 13-21.

- [6] NIAN Heng, SHEN Yongbo, YANG Hongyu, et al. Flexible grid connection technique of voltage-source inverter under unbalanced grid conditions based on direct power control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(5): 4041-4050.
- [7] KWAK S, PARK J C. Model-predictive direct power control with vector preselection technique for highly efficient active rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2015, 11(1): 44-52.
- [8] ZHANG Yongchang, XIE Wei, ZHANG Yingchao. Deadbeat direct power control of three-phase pulse-width modulation rectifiers [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(6): 1340-1346.
- [9] WU Jia, ZHANG Dongsheng, LI Yongdong. Fully digital implementation of PMSM servo based on a novel current control strategy [C]//Proceedings of the Power Conversion Conference. Nagasaki, 1997: 133-138.
- [10] 张汀荃, 张海龙, 顾佳易. 双端柔直输电系统的改进无差拍控制策略研究 [J]. 电力工程技术, 2018, 37(4): 84-88.  
ZHANG Tingquan, ZHANG Hailong, GU Jiayi. Research on improved deadbeat control strategy for double-ended flexible transmission system [J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37(4): 84-88.
- [11] 姜卫东, 汪磊, 皋艳, 等. 一种实现内环电流跟踪的改进无差拍控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(8): 2370-2381.  
JIANG Weidong, WANG Lei, GAO Yan, et al. One implementation of the inner current track deadbeat control method for improved [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(8): 2370-2381.
- [12] ZHOU Z, LIU Y. Time delay compensation-based fast current controller for active power filters [J]. IET Power Electronics, 2012, 5(7): 1164-1174.
- [13] SUN Jianjun, GONG Jinwu, CHEN Baifeng, et al. Analysis and design of repetitive controller based on regeneration spectrum and sensitivity function in active power filter system [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(8): 2133-2140.
- [14] XIAO Zhenfeng, DENG Xiangtian, YUAN Rongxiang, et al. Shunt active power filter with enhanced dynamic performance using novel control strategy [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(12): 3169-3181.
- [15] 鲁挺, 赵争鸣, 张颖超, 等. 采样延迟和误差对三电平 PWM 蒸馏直接功率控制性能的影响及其抑制方法 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 67-71.  
LU Ting, ZHAO Zhengming, ZHANG Yingchao, et al. Influence of sampling delay and error on direct power control performance of three-level PWM distillation and its suppression method [J]. Journal of Electrotechnics, 2010, 25(3): 67-71.
- [16] 张兴, 汪杨俊, 余畅舟, 等. LCL 并网逆变器改进型重复控制策略 [J]. 电力系统自动化, 2014, 38(20): 101-107.  
ZHANG Xing, WANG Yangjun, YU Changzhou, et al. LCL grid-connected inverter improved repeat control strategy [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(20): 101-107.
- [17] YANG Dongsheng, RUAN Xinbo, WU Heng. A real-time computation method with dual sampling mode to improve the current control performance of the LCL type grid-connected inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4563-4572.

---

作者简介:



姜哲

姜哲(1993),男,硕士在读,研究方向为伺服系统和电机控制(E-mail: jz19931218@163.com);

卜飞飞(1984),男,博士,副教授,研究方向为航空电源、风力发电、伺服系统、电力电子与电力传动;

潘子昊(1996),男,硕士在读,研究方向为伺服系统和电机控制。

## Improved deadbeat current control algorithm for permanent magnet synchronous motor servo system

JIANG Zhe, BU Feifei, PAN Zihao, XUAN Fuqiang

(Center for More-Electric-Aircraft Power System(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), Nanjing 210016, China)

**Abstract:** The high-performance current loop is an important guarantee and basis for improving the performance of the permanent magnet synchronous motor servo system. In the control process, the current loop is usually susceptible to factors such as delay, sampling error so that it needs to have strong anti-disturbance capability. So an improved deadbeat current control algorithm with current correction is proposed. This method is based on the traditional deadbeat current control algorithm and improves the current sampling link. The current sampling value at time  $k$  and the current prediction value at time  $k$  are weighted to serve as a new current feedback value, and then deadbeat control is performed. In order to suppress the influence of sampling error on the current control, and then improve the anti-disturbance ability of the current in the steady state process. The simulation and experiments of a permanent magnet servo system prototype are carried out in Matlab to verify the correctness and effectiveness of the proposed method.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; current loop; sampling error; deadbeat control; anti-disturbance

(编辑 方晶)