DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.3.297 **中图分类号**：TM343 **文献标志码**：A

基于无功功率误差补偿的感应电机高精度转矩控制策略

危 波(中国电源学会学生会员)，闻 聪(中国电源学会学生会员)，
姚文熙(中国电源学会会员)，李武华(中国电源学会会士)
(浙江大学电气工程学院，杭州 310027)

摘要：采用间接矢量控制时，感应电机的输出转矩易受转子时间常数变化的影响，为了提高电机的转矩控制精度，需加入转子时间常数在线校正算法。现有的参数校正算法大多依赖于准确的电机数学模型，会受到模型参数误差及其他非理想因素的影响，难以保证输出转矩的精度。针对上述问题，在传统基于无功功率校正转子时间常数算法的基础上，考虑了实际系统中无功功率的计算误差，提出1种对无功功率计算误差进行标定和补偿的方法，能够将感应电机输出转矩误差从4%减小至1%以内，并通过实验验证了所提方法的有效性。

关键词：感应电机；高精度转矩控制；间接矢量控制；转子时间常数；参数校正

High-precision Torque Control Strategy for Induction Motor Based on Reactive Power Error Compensation

WEI Bo, *Student Member*, *CPSS*, WEN Cong, *Student Member*, *CPSS*, YAO Wenxi, *Member*, *CPSS*, LI Wuhua, *Fellow*, *CPSS*
(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Under the indirect vector control, the output torque from an induction motor is easily affected by changes in the rotor time constant. To improve the torque control accuracy of the motor, an online correction algorithm for the rotor time constant is necessary. However, the existing parameter correction algorithms mostly rely on accurate mathematical models of the motor, which are susceptible to model parameter errors and other non-ideal factors, making it difficult to ensure the accuracy of output torque. To address these issues, based on the traditional reactive power-based rotor time constant correction algorithm, the calculation errors of reactive power in actual systems is considered, and a method for calibrating and compensating for reactive power calculation errors is proposed. This method can reduce the output torque error of induction motors from 4% to less than 1%, and its effectiveness was verified by experimental results.

Keywords: Induction motor; high-precision torque control; indirect vector control; rotor time constant; parameter correction

在现代工业应用中，基于间接矢量控制的感应电机驱动系统有时需要实现高精度的转矩控制[1-2]，这种需求在电动汽车驱动系统[3]和多电机协同控制[4]等场景下尤为突出。如果电机实际输出转矩与参考指令存在较大偏差，将直接影响驱动系统的运行效率，甚至可能导致系统失稳[5]，因此提高感应电机的转矩控制精度十分必要。

在电动汽车领域，感应电机一般工作在开环转矩控制模式下，即用户踩下电门踏板发出转矩指令后，系统根据转矩指令计算出转矩电流，从而控制

收稿日期：2025-07-07；**修回日期**：2025-08-19；**录用日期**：2025-09-02；**网络首发日期**：2025-09-29
基金项目：国家自然科学基金区域创新发展联合基金资助项目(U24A200331)
This work is supported by the Joint Fund for Regional Innovation and Development of the National Natural Science Foundation of China under the grant U24A200331

输出转矩[6]。工业界通常会标定输出转矩与指令电流之间的关系以提高转矩控制精度，但电机的输出转矩还会受到磁场定向角的影响。在间接矢量控制系统中，当电机工况和环境温度改变引起转子时间常数变化时，即便给定相同的指令电流也可能输出不同的转矩。

通过在线辨识转子时间常数，可以保证磁场定向的准确性，进而提高转矩控制精度。现有的参数辨识策略主要有 2 类：一类通过信号注入来辨识电机参数[7]，由于其会带来转矩波动等问题，因此不适用于提高转矩控制精度的场景；另一类是基于电机模型，借助已知参数来辨识其他参数，如最小二乘估计[8-9]、卡尔曼滤波[10-11]、滑模观测[12-13]和模型参考自适应 [14-17]等，这类方法应用十分广泛。文献[14]对比了磁链观测器和无功功率模型 2 种辨识策略，发现后者能避免纯积分环节，且不涉及定子电阻，能更准确地辨识出转子时间常数；文献[15]借助无功功率模型提高了磁场定向的准确度，但其尚未考虑电压和电感参数误差带来的影响；文献[16]为了提高无功功率模型的计算准确度，加入了死区补偿算法，但其在低速轻载的情况下电流极性判断困难，会产生电压补偿偏差，影响辨识效果；文献[17]分析了电感参数偏差对无功功率模型的影响，并利用定子磁链来补偿电感，但这种补偿策略又依赖于定子电阻，本身依旧受参数影响。

针对无功功率模型在实际应用中存在的问题，本文提出 1 种基于无功功率误差补偿的感应电机高精度转矩控制策略。相较于传统方案，本文同时考虑了电感参数误差及逆变器非线性因素带来的电压误差对无功功率计算模型的影响，并提出基于电机离线运行所测得的数据对无功功率计算误差进行标定补偿的方法，有效提高了电机转矩控制精度，最后通过实验验证了本文所提策略的有效性和可行性。

1 开环控制方案的转矩误差分析

1.1 感应电机数学模型

感应电机在同步旋转坐标系中的数学模型为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\psi_{rd}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{L_\mathrm{m}}{T_\mathrm{r}}i_{sd}-\dfrac{1}{T_\mathrm{r}}\psi_{rd}+\omega_\mathrm{s}\psi_{rq}\\ \dfrac{\mathrm{d}\psi_{rq}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{L_\mathrm{m}}{T_\mathrm{r}}i_{sq}-\dfrac{1}{T_\mathrm{r}}\psi_{rq}-\omega_\mathrm{s}\psi_{rd}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{sd}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{L_\mathrm{m}}{\sigma L_\mathrm{s}L_\mathrm{r}T_\mathrm{r}}\psi_{rd}+\omega_\mathrm{r}\dfrac{L_\mathrm{m}}{\sigma L_\mathrm{s}L_\mathrm{r}}\psi_{rq}-\\ \qquad\left(\dfrac{R_\mathrm{s}L_\mathrm{r}^2+R_\mathrm{r}L_\mathrm{m}^2}{\sigma L_\mathrm{s}L_\mathrm{r}^2}\right)i_{sd}+\omega_\mathrm{e}i_{sq}+\dfrac{u_{sd}}{\sigma L_\mathrm{s}}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{sq}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{L_\mathrm{m}}{\sigma L_\mathrm{s}L_\mathrm{r}T_\mathrm{r}}\psi_{rq}-\omega_\mathrm{r}\dfrac{L_\mathrm{m}}{\sigma L_\mathrm{s}L_\mathrm{r}}\psi_{rd}-\\ \qquad\left(\dfrac{R_\mathrm{s}L_\mathrm{r}^2+R_\mathrm{r}L_\mathrm{m}^2}{\sigma L_\mathrm{s}L_\mathrm{r}^2}\right)i_{sq}-\omega_\mathrm{e}i_{sd}+\dfrac{u_{sq}}{\sigma L_\mathrm{s}}\end{cases}\tag{1}$$

式中：i_{sd} 和 i_{sq} 分别为定子电流的 dq 轴分量；u_{sd} 和 u_{sq} 分别为定子电压的 dq 轴分量；ψ_{rd} 和 ψ_{rq} 分别为转子磁链的 dq 轴分量；ω_e、ω_r 和 ω_s 分别为电机同步电角速度、转子电角速度和电机转差电角速度；R_s 和 R_r 分别为定子电阻和转子电阻；L_s、L_r 和 L_m 分别为电机定子电感、转子电感和励磁电感；σ 为漏感系数，$\sigma=1-L_\mathrm{m}^2/L_\mathrm{s}L_\mathrm{r}$；$T_\mathrm{r}$ 为转子时间常数，$T_\mathrm{r}=L_\mathrm{r}/R_\mathrm{r}$。

采用间接磁场定向控制时，磁链定向角度可以根据定子频率积分得到，且电机定子频率满足的关系为

$$\omega_\mathrm{e}=\omega_\mathrm{r}+\omega_\mathrm{s}=\omega_\mathrm{r}+\frac{i_{sq}}{\hat{T}_\mathrm{r}\dfrac{i_{sd}}{\hat{T}_\mathrm{r}p+1}}\tag{2}$$

式中：$\hat{T}_\mathrm{r}$ 为转子时间常数估计值；p 为微分算子。

当系统按转子磁链定向且达到稳态时，电机转子磁链和输出电磁转矩分别满足的关系为

$$\psi_{rd}=L_\mathrm{m}i_{sd}\tag{3}$$

$$T_\mathrm{e}=\frac{3}{2}n_\mathrm{p}\frac{L_\mathrm{m}}{L_\mathrm{r}}\psi_{rd}i_{sq}=\frac{3}{2}n_\mathrm{p}\frac{L_\mathrm{m}^2}{L_\mathrm{r}}i_{sd}i_{sq}\tag{4}$$

式中，n_p 为电机极对数。

根据式(3)和式(4)可以确定 dq 轴定子电流给定值，从而得到如图 1 所示的基于间接磁场定向的开环转矩控制框图。

1.2 转子时间常数偏差对输出转矩的影响

在电机运行的过程中，转子时间常数会随工况不同而发生变化，这会破坏转矩与磁通解耦控制的

条件，从而影响转矩控制精度。

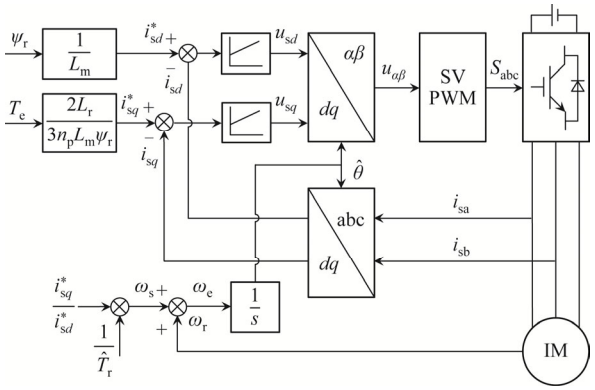


图 1　基于间接磁场定向的开环转矩控制框图

Fig. 1 Block diagram of open-loop torque control based on indirect field oriented control

记转子时间常数的偏差系数为

$$k_T=\frac{T_\mathrm{r}}{\hat{T}_\mathrm{r}} \tag{5}$$

当 $k_T\neq1$ 时，表示控制器中的转子时间常数与电机真实值存在偏差，从而使得真实的励磁电流和转矩电流偏离给定值。为了与控制器中电流指令值 i_{sd} 和 i_{sq} 区分，记真实的励磁电流和转矩电流分别为 $i_{sd\mathrm{real}}$ 和 $i_{sq\mathrm{real}}$，它们分别为定子电流在真实转子磁链定向的旋转坐标系下的 dq 轴分量。

在电流环的控制下，稳态时定子电流 i_s 的幅值不受所选定向坐标系的影响[18]，故满足的关系为

$$i_{sd}^2+i_{sq}^2=i_{sd\mathrm{real}}^2+i_{sq\mathrm{real}}^2=i_\mathrm{s}^2 \tag{6}$$

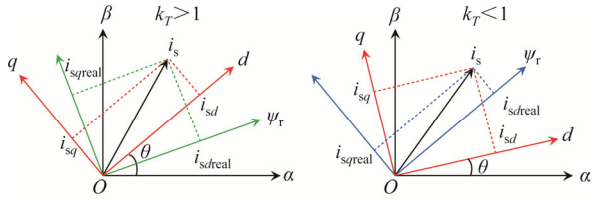
当定子电流的 dq 轴分量和转子时间常数确定后，电机的转差频率也随之唯一确定，故有

$$\frac{i_{sq}}{\hat{T}_\mathrm{r}i_{sd}}=\frac{i_{sq\mathrm{real}}}{T_\mathrm{r}i_{sd\mathrm{real}}}=\omega_\mathrm{s} \tag{7}$$

联立式(6)和式(7)可得

$$\begin{cases} i_{sd\mathrm{real}}=i_{sd}\sqrt{\dfrac{i_{sd}^2+i_{sq}^2}{k_T^2i_{sq}^2+i_{sd}^2}} \\ i_{sq\mathrm{real}}=k_Ti_{sq}\sqrt{\dfrac{i_{sd}^2+i_{sq}^2}{k_T^2i_{sq}^2+i_{sd}^2}} \end{cases} \tag{8}$$

如图 2 所示，当控制器中的转子时间常数小于电机真实值，即 $k_T>1$ 时，控制器中的 d 轴定向超前于真实转子磁链，$i_{sd\mathrm{real}}<i_{sd}$ 且 $i_{sq\mathrm{real}}>i_{sq}$；反之，当控制器中的转子时间常数大于电机真实值，即 $k_T<1$ 时，控制器中的 d 轴定向滞后于真实转子磁链，$i_{sd\mathrm{real}}>i_{sd}$ 且 $i_{sq\mathrm{real}}<i_{sq}$。



(a) 定向超前　　(b) 定向滞后

图 2　d 轴超前或滞后于真实转子磁链

Fig. 2 d-axis is ahead or lags behind of actual rotor flux

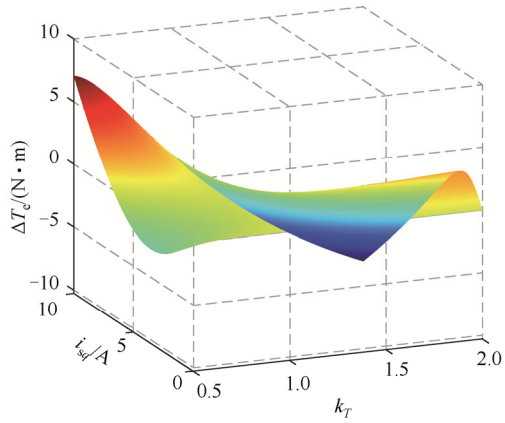
记电机真实的输出转矩为 $T_{e\mathrm{real}}$，则有

$$T_{e\mathrm{real}}=\frac{3}{2}n_\mathrm{p}\frac{L_\mathrm{m}^2}{L_\mathrm{r}}i_{sd\mathrm{real}}i_{sq\mathrm{real}}=\frac{3}{2}n_\mathrm{p}\frac{L_\mathrm{m}^2}{L_\mathrm{r}}k_Ti_{sd}i_{sq}\frac{i_{sd}^2+i_{sq}^2}{i_{sd}^2+k_T^2i_{sq}^2} \tag{9}$$

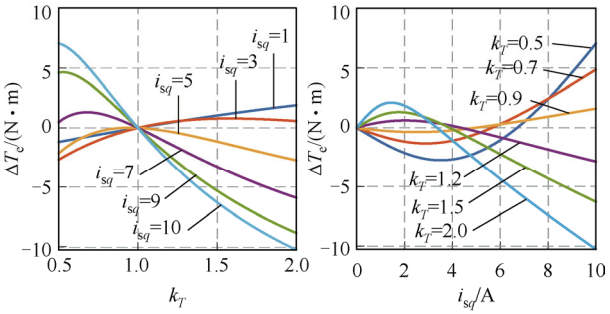
进一步可以写出输出转矩偏差 ΔT_e 与转子时间常数偏差系数之间的关系为

$$\Delta T_\mathrm{e}=T_{e\mathrm{real}}-T_\mathrm{e}=\frac{3}{2}n_\mathrm{p}\frac{L_\mathrm{m}^2}{L_\mathrm{r}}i_{sd}i_{sq}\frac{i_{sd}^2-k_Ti_{sq}^2}{i_{sd}^2+k_T^2i_{sq}^2}(k_T-1) \tag{10}$$

图 3 给出了在不同转矩电流和转子时间常数偏差下的转矩偏差图。由上述分析可知，在按间接磁场定向的转矩控制方案中，转子时间常数偏差会造成输出转矩偏差，且转矩偏差的大小与转子时间常数偏差系数 k_T 及 dq 轴指令电流 i_{sd} 和 i_{sq} 都有关。实际上，转子时间常数的偏差还会影响电机的真实励磁电流 $i_{sd\mathrm{real}}$，从而影响电机的真实励磁电感，这意味着式(10)并不是严格正确的，尽管如此，上述



(a) ΔT_e与k_T、i_{sq}的三维函数图



(b) ΔT_e与k_T的函数图　　(c) ΔT_e与i_{sq}的函数图

图 3　ΔT_e 关于 k_T 和 i_{sq} 的函数

Fig. 3 Functions of ΔT_e with k_T and i_{sq} as variables

分析依旧能够说明问题：在基于电机数学模型的开环转矩控制方案中，转矩控制的精度依赖于电机参数的准确性，输出转矩会随着工况变化而产生不同程度的误差，限制了其在高精度转矩控制场景下的应用。

2　传统无功功率模型的原理与不足

基于无功功率校正转子时间常数的方法因不涉及定子电阻而得到了广泛应用，其原理如下。

感应电机的无功功率可以表示为定子电压和定子电流的叉乘，即

$$Q_1 = i_s \otimes u_s = i_{sd}u_{sq} - i_{sq}u_{sd} \tag{11}$$

将式(1)代入式(11)，并令磁链微分项为 0，可得稳态时的无功功率表达式为

$$Q_2 = \omega_e \sigma L_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \omega_e \frac{L_m}{L_r}(i_{sd}\psi_{rd} + i_{sq}\psi_{rq}) \tag{12}$$

考虑到系统控制器中的转子时间常数和电机真实值可能不同，联立式(1)和式(2)，可得采用偏差转子时间常数定向时的稳态转子磁链为

$$\begin{cases} \psi_{rd} = L_m i_{sd} \dfrac{i_{sd}^2 + k_T i_{sq}^2}{i_{sd}^2 + k_T^2 i_{sq}^2} \\ \psi_{rq} = L_m i_{sd} \dfrac{i_{sd}i_{sq} - k_T i_{sd}i_{sq}}{i_{sd}^2 + k_T^2 i_{sq}^2} \end{cases} \tag{13}$$

将式(13)代入式(12)得

$$Q_3 = \omega_e \sigma L_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \omega_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^2 \frac{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}{i_{sd}^2 + k_T^2 i_{sq}^2} \tag{14}$$

当系统完全按转子磁链定向时，满足 $\psi_{rd} = L_m i_{sd}$、$\psi_{rq} = 0$ 的条件，将其代入式(12)，得到理想系统中的无功功率为

$$Q_4 = \omega_e \sigma L_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \omega_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^2 \tag{15}$$

结合式(14)和式(15)可以进一步得到实际控制系统和理想控制系统的稳态无功功率偏差为

$$\Delta Q = Q_1 - Q_4 = Q_3 - Q_4 = \omega_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^2 i_{sq}^2 \frac{1 - k_T^2}{i_{sd}^2 + k_T^2 i_{sq}^2} =$$

$$\omega_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^2 i_{sq}^2 \left(-\frac{1}{i_{sq}^2} + \frac{i_{sq}^2 + i_{sd}^2}{i_{sd}^2 i_{sq}^2 + k_T^2 i_{sq}^4} \right) \tag{16}$$

由式(16)可知，在定子电流和电机转速确定的情况下，无功功率偏差值 ΔQ 随着 k_T 的增大而减小。根据这一关系可以设计 PI 环节来调整控制器中估算转子时间常数的值，直至满足无功功率偏差 $\Delta Q = 0$ 时，便认为控制器中的转子时间常数与真实值一致，其实现框图如图 4 所示。

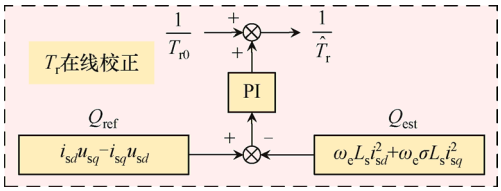


图 4　基于无功功率的转子时间常数在线校正实现框图

Fig. 4 Block diagram for realizing online correction of rotor time constant based on reactive power

这种方法操作简单，物理意义明确，但其辨识效果依赖于无功功率模型的计算精度，在实际应用场景下会产生 2 方面的误差：一方面，无功功率参考值 Q_{ref} 的计算用到了定子电压，通常采用电流环输出的参考电压值代替实际输出电压值，但受逆变器非线性因素(如逆变器死区、器件导通压降和开关延时等)的影响，参考电压会略大于实际电机电压，这会给 Q_{ref} 的计算带来误差；另一方面，Q_{est} 的计算用到了定子电感和漏感系数，在电机运行的过程中实际电感值会因磁通饱和效应发生变化，即便通过离线测试进行预先识别并存储在查找表中，仍然难以实时获取准确无误的电感值，这会给 Q_{est} 的计算带来误差。

上述 2 方面的误差难以避免，使得无功功率模

型的计算值会随电机工况的不同而产生不同程度的偏差，从而影响转子时间常数的辨识效果，最终导致磁场定向角误差和电机输出转矩误差。

3　基于无功功率误差补偿的转矩精度提升策略

为了弥补传统无功功率模型的不足，本文在其基础上加入了误差补偿机制，具体操作步骤如下。

首先，离线测定电机的励磁电感、转子电感和转子电阻等参数，将离线测量得到的电机参数代入转矩计算公式中，得到输出转矩和定子电流之间的关系，这样便可以根据输入的定子电流计算出输出转矩参考值 T_{eref}。

然后，用离线测得的电机参数对电机进行开环转矩控制实验，在给定的定子电流下，记录初始时刻的无功功率偏差 ΔQ_0，并测量电机实际输出转矩 T_{ereal}，将其与输出转矩参考值 T_{eref} 对比，如果二者不相等，则可以通过改变控制器中的转子时间常数的估计值来调整输出转矩，直至 $T_{\mathrm{ereal}}=T_{\mathrm{eref}}$，此时记录下对应的无功功率偏差值 $\Delta Q_{\mathrm{cmp}}=Q_{\mathrm{ref}}-Q_{\mathrm{est}}$。

这里的 ΔQ_{cmp} 就是无功功率补偿量，它可以补偿实际应用场景中定子电压不准确和电感参数不匹配等非理想因素给无功功率计算模型带来的误差。在不考虑计算误差的理想情况下，如果电机输出转矩与理论参考值一致，则说明控制器中的转子时间常数已调整至与电机实际值相等，此时 $\Delta Q_{\mathrm{cmp}}=Q_{\mathrm{ref}}-Q_{\mathrm{est}}=0$。但在实际系统中，当输出转矩达到理论参考值时，$\Delta Q_{\mathrm{cmp}}\neq 0$，其值与电机所处工况有关，可以通过离线实验测得。无功功率补偿量的引入使得无功功率的实际调整量从 ΔQ_0 变为 $\Delta Q_0-\Delta Q_{\mathrm{cmp}}$，因此能修正转子时间常数的辨识结果，进而减小磁场定向误差和电机输出转矩误差。

重复上述操作，得到不同转速和电流下所对应的无功功率补偿量，将其记录下来并制成表格。完整的系统控制框图如图 5 所示，在进行转矩控制时，只需要根据转矩计算公式反算出所需要的定子电流，然后通过离线得到的表格数据找到该定子电流下对应的无功功率补偿量，将初始无功功率偏差值 ΔQ_0 减去补偿量 ΔQ_{cmp} 后传给 PI 控制器，便可以实现对转子时间常数的在线调节。

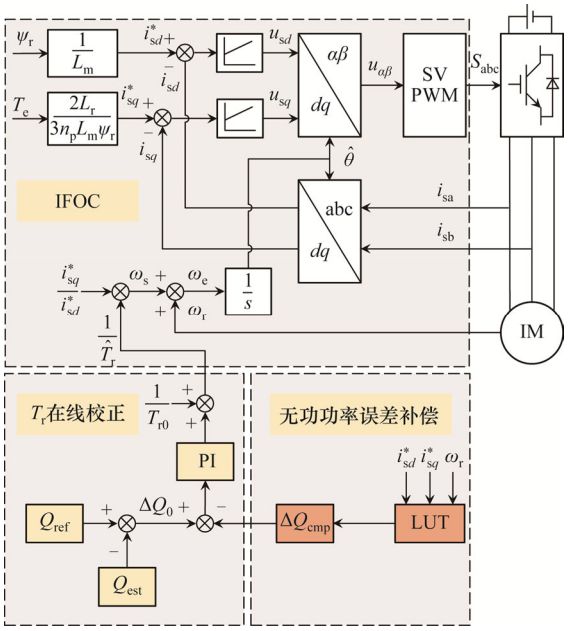


图 5　基于无功功率误差补偿的高精度转矩控制系统框图

Fig. 5 Block diagram of high-precision torque control system based on reactive power error compensation

4　实验结果与讨论

为了验证本文所提理论的正确性，搭建了如图 6 所示的感应电机对拖实验平台：平台右侧采用商用变频器将负载电机控制在恒转速模式下；中间是海博华 HCNJ-101 转矩传感器，通过联轴器与 2 台电机的输出轴承相连，其量程为 0±50.00 N·m，测

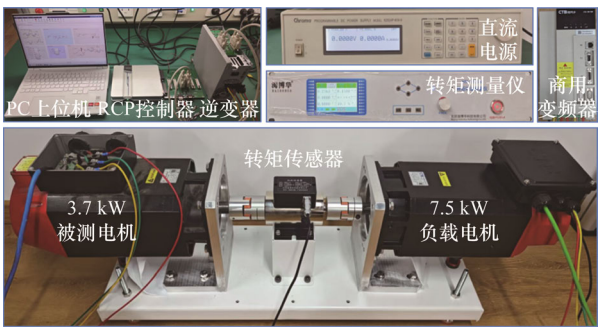


图 6　实验平台

Fig. 6 Experimental platform

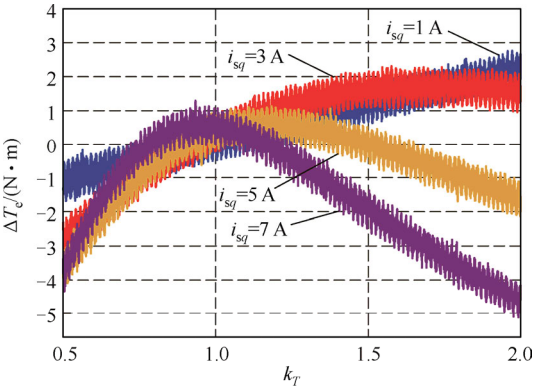
量精度为量程的0.1%，即±0.05 N·m，可以满足实验测量需求；左侧采用快速控制原型(RCP)对被测电机进行转矩控制，其开关频率为 4 kHz，死区时间为 1 μs，被测电机的相关参数见表 1。

表 1 被测电机参数

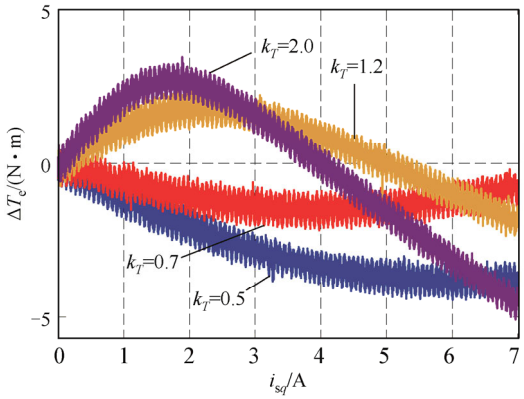
Tab. 1 Parameters of tested motor

参数	数值
额定功率/kW	3.7
额定电压/V	380
额定电流/A	7.7
额定频率/Hz	52.6
极对数	2
定子电阻/Ω	1.33
转子电阻/Ω	1.17
定子电感/mH	187
转子电感/mH	187
励磁电感/mH	179

将负载电机控制在 100 r/min 的恒定转速，并保持测试电机的励磁电流 i_{sd} = 4.75 A 不变。在转矩电流分别控制为 1 A、3 A、5 A 和 7 A 的情况下，以离线测得的电机参数为基准，逐渐修改控制器中的转子时间常数，记录下每次测得的电机输出转矩和给定参考值之间的差值。类似地，在转子时间常数偏差系数分别为 0.5、0.7、1.2 和 2.0 的情况下，逐渐改变转矩电流，记录下每次测得的电机输出转矩和给定参考值之间的差值。将实验测得的数据导入 PC 上位机，并借助 MATLAB 和 Visio 软件绘制得到图 7 所示的实验波形。



(a) ΔT_e与k_T 的变化曲线



(a) ΔT_e与i_{sq} 的变化曲线

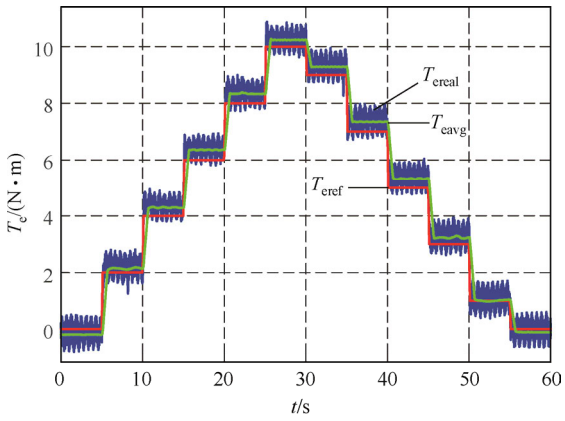
图 7 ΔT_e 与 k_T 和 i_{sq} 的变化曲线

Fig. 7 Variation curves of ΔT_e changing with k_T and i_{sq}

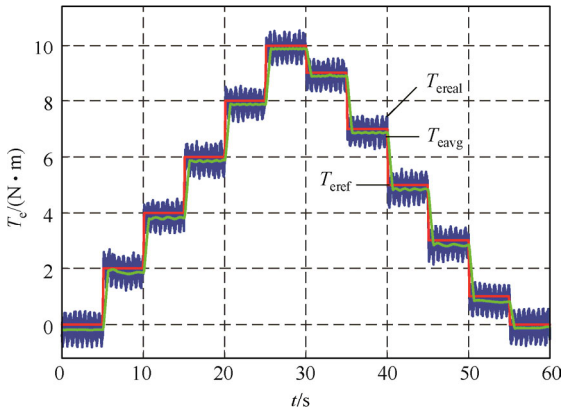
一方面，图 7 中实验波形的变化趋势与图 3 中的仿真结果基本一致，这验证了理论分析的合理性，说明转子时间常数偏差会引起转矩偏差；另一方面，在图 7(a)中，当转矩偏差等于 0 时，转子时间常数偏差系数并不总为 1，而是存在一定的偏差。这说明电机在运行过程中，其参数也在不断发生变化，如果控制器中的转子时间常数始终保持不变，则可能会带来输出转矩的误差，这也体现了参数在线校正的重要性。

图 8 给出了测试电机在 100 r/min 转速下，采用 3 种不同控制策略时分别得到的输出转矩阶跃波形，其中 T_{eref} 为转矩指令参考值，T_{ereal} 为输出转矩测量值，T_{eavg} 为输出转矩经滤波后得到的平均值，可以清晰地反映输出转矩与参考值之间的误差。

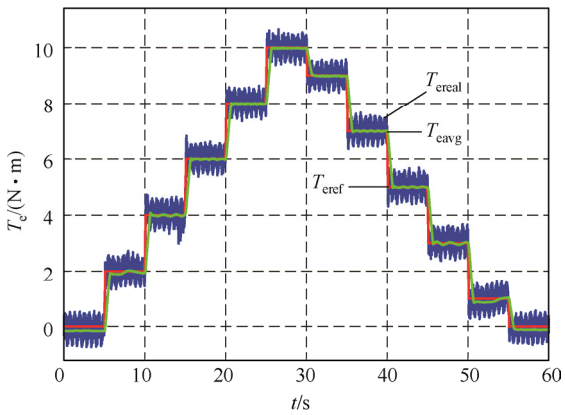
上述 3 组对比实验表明：开环转矩控制策略的输出转矩精度最低，且输出转矩误差会随工况不同而发生变化；加入转子时间常数在线校正算法后，大部分工况下输出转矩的精度都有所提高，但是在少数情况下，如本实验中转矩指令值为 1.00 N·m 时，其输出转矩精度反而有所下降，甚至不如开环转矩控制策略，这也说明各种非理想因素引起的无功功率计算误差会给系统带来不确定性影响，导致电机输出转矩的精度不稳定；加入无功功率误差补偿算法后，可以补偿上述计算误差，从而保证在不同的转矩指令下都能有效提高输出转矩的精度。



(a) 开环转矩控制策略



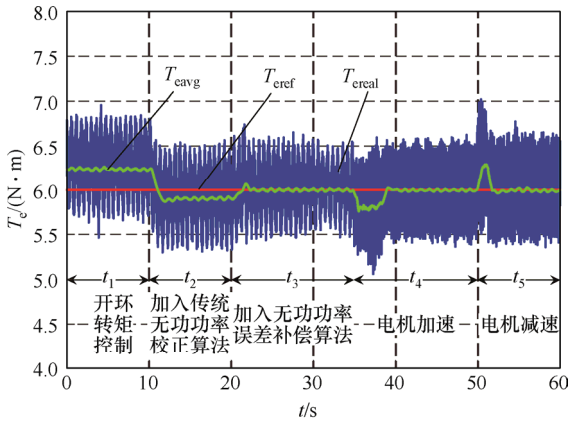
(b) 加入转子时间常数在线校正算法



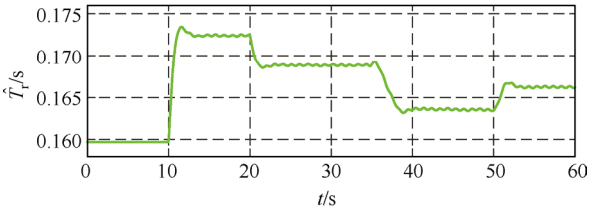
(c) 加入无功功率误差补偿算法

图 8　3 种不同控制策略下的转矩阶跃波形

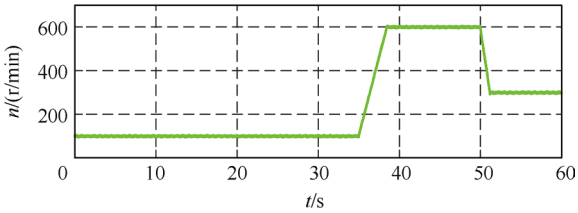
Fig. 8 Torque step waveforms under three different control strategies



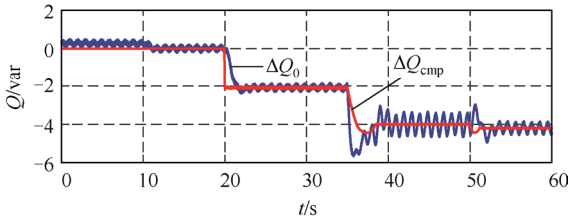
(a) 电机转矩真实值与参考值



(b) 转子时间常数估计值



(c) 电机转速真实值



(d) 无功功率偏差值与补偿值

图 9　切入校正算法前后各物理量的变化波形

Fig. 9 Waveforms showing changes in physical quantities before and after the calibration algorithm takes effect

图 9 展示了切入校正算法前后及电机加减速过程中各物理量的变化波形。通过波形可以看出，0~10 s 采取开环转矩控制策略，此时电机实际输出转矩约为 6.25 N·m，相较于 6.00 N·m 的转矩参考值存在大约 4.2%的误差，控制器中采用离线测得的转子时间常数且保持不变，此时无功功率的偏差值 ΔQ_0 约为 0.5 W；10 s 时加入基于传统无功功率模型的转子时间常数校正算法，电机输出转矩变为 5.90 N·m，误差减小到 1.7%左右，此时转子时间常数被校正到 0.172 左右，无功功率偏差值 ΔQ_0 被校正到 0；20 s 时切入无功功率误差补偿算法，实际输出转矩变为 5.99 N·m，误差减小到 0.2%左右，转子时间常数被校正到 0.169 左右，此时无功功率补偿值 ΔQ_{cmp} 为−2.0 W，在算法的作用下无功功率

偏差值 ΔQ_0 也被校正为−2.0 W，相较于补偿前，有效提高了输出转矩的精度，也验证了本文所提无功功率补偿策略的有效性；最后对电机进行加减速实验，在 35 s 时将负载电机转速从 100 r/min 升高到 600 r/min，随后又在 50 s 时将转速降低至 300 r/min。从图 9(a)可以看出，在电机加减速的过程中，无功功率偏差值和转子时间常数会随转速变化而调整，此时输出转矩有轻微波动，但当电机达到稳态后，输出转矩又会恢复稳定，且能保证输出转矩的精度不变，由此说明本文所提算法适用于各种不同的电机工况。

5 结语

为了提高感应电机的输出转矩精度，本文提出 1 种基于无功功率误差补偿的电机转子时间常数在线校正策略。所提策略通过离线测量数据对无功功率误差补偿量进行标定，避免了传统方法过于依赖模型参数精度导致计算误差的问题，能够有效补偿无功功率计算误差对转子时间常数校正带来的影响。实验证明该方法可以显著减小由于转子时间常数偏差引起的输出转矩误差，在各种不同工况下都能保证感应电机的输出转矩精度。该方法原理简单且易于操作，适用于电动汽车感应电机转矩标定和电气传动应用中对电机输出转矩有高精度要求的场景，具有一定的工业应用价值。

参考文献：

[1] 刘志良，俱鑫，李泽文. 适用于缓解双馈感应发电机电磁转矩脉动的新型矢量控制[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 148-155.
Liu Zhiliang, Ju Xin, Li Zewen. Novel vector control for electromagnetic torque ripple mitigation of doubly-fed induction generator [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 148-155. (in Chinese)

[2] 周祎豪，周扬忠，张竞，等. 悬浮绕组直流励磁型无轴承磁通切换电机转矩与悬浮力直接控制[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 269-279.
Zhou Yihao, Zhou Yangzhong, Zhang Jing, et al. Direct control of torque and suspension force of DC excitation bearingless flux switching motor with suspension winding [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 269-279. (in Chinese)

[3] 贺银平，田密，郑田娟，等. 基于超扭曲滑模的双定子绕组感应电机转速磁通控制[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 327-338.
He Yinping, Tian Mi, Zheng Tianjuan, et al. Speed and flux control of double-stator winding induction machine based on super twisting sliding mode [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 327-338. (in Chinese)

[4] Guzinski J, Abu-Rub H, Diguet M, et al. Speed and load torque observer application in high-speed train electric drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(2): 565-574.

[5] De Novellis L, Sorniotti A, Gruber P, et al. Comparison of feedback control techniques for torque-vectoring control of fully electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(8): 3612-3623.

[6] 王伟业. 电动汽车用永磁同步电机高转矩精度控制研究[D]. 南京: 南京师范大学, 2020.
Wang Weiye. Research on high torque precision control of permanent magnet synchronous motors for electric vehicles. Nanjing: Nanjing Normal University, 2020. (in Chinese)

[7] Li Shun, Liu Jilong, Mai Zhiqin, et al. Parameter identification of induction motors based on *D*-axis signal injection [C]// 2024 7th International Conference on Power and Energy Applications (ICPEA). Taiyuan, China, 2024: 266-272.

[8] Reddy G B, Poddar G, Muni B P. Parameter estimation and online adaptation of rotor time constant for induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(2): 1416-1428.

[9] Brosch A, Wallscheid O, Böcker J. Long-term memory recursive least squares online identification of highly utilized permanent magnet synchronous motors for finite-control-set model predictive control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1451-1467.

[10] Zerdali E. A comparative study on adaptive EKF observers for state and parameter estimation of induction motor [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35

(3): 1443-1452.

[11] Jayaramu M L, Suresh H N, Bhaskar M S, et al. Real-time implementation of extended Kalman filter observer with improved speed estimation for sensorless control [J]. IEEE Access, 2021, 9: 50452-50465.

[12] Yang Shuying, Ding Dawei, Li Xi, et al. A novel online parameter estimation method for indirect field oriented induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4): 1562-1573.

[13] Guo Leilei, Xu Zhiye, Jin Nan, et al. An inductance online identification method for model predictive control of V2G inverter with enhanced robustness to grid frequency deviation [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1575-1589.

[14] Huang Xu, Yu Tingting, Xie Zonghua, et al. Research on adaptive algorithm for rotor time constant of induction motor [C]// 2024 IEEE 7th Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC). Chongqing, China, 2024: 1111-1114.

[15] Chen Dongdong, Kong Wubin, Qu Ronghai, et al. Correction of field orientation inaccuracy caused by resolver periodic error and rotor time constant variation for indirect field-oriented control induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(5): 4440-4450.

[16] 王高林, 杨荣峰, 张家皖, 等. 一种感应电机转子时间常数 MRAS 的在线辨识方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 48-53.
Wang Gaolin, Yang Rongfeng, Zhang Jiawan, et al. Rotor time constant on-line estimation of induction motors based on MRAS [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 48-53. (in Chinese)

[17] Han Yongsu, Kim H, Kim H, et al. Dual MRAS for robust rotor time constant compensation in IFOC IM drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(3): 1983-1993.

[18] 曹朋朋. 基于间接矢量控制的异步电机转子时间常数在线辨识算法研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2018.
Cao Pengpeng. Research on online rotor time constant estimation for indirect field oriented induction motor drives [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2018. (in Chinese)



危波

作者简介：

危波(2001—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：感应电机高性能控制技术。E-mail：22310057@zju.edu.cn。

闻聪(1998—)，男，中国电源学会学生会员，博士研究生。研究方向：电机高性能控制技术。E-mail：congwen@zju.edu.cn。

姚文熙(1977—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子变换器的数字控制技术，电机高性能驱动与控制技术。E-mail：ywxi@zju.edu.cn。

李武华(1979—)，男，中国电源学会会士，博士，教授。研究方向：大功率电力变流技术。E-mail：woohualee@zju.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)