

基于模型参考自适应系统的五相感应电机双参数辨识

侯新国, 罗翔宇, 涂萱

(海军工程大学电气工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘要: 五相感应电机是结构最简单的一种多相感应电机, 具有低噪声、低转矩波动和高承载能力的优点, 因此适用于高功率和可靠性要求的应用场合。针对速度编码器易受外界干扰的特点, 构建一种应用于五相感应电机的模型参考自适应无速度传感器矢量控制系统, 用以对转速进行辨识, 实现五相感应电机的无速度传感器控制。随后, 针对传统模型参考自适应系统的磁链电压参考模型易受定子电阻数值影响的问题, 进一步构建基于模型参考自适应的双参数辨识系统, 用以同时辨识转速与定子电阻, 并对各自的自适应律选取进行推导。最后, 在 Simulink 中对双参数辨识系统进行仿真验证。仿真结果表明, 该系统在不同转速以及不同负载转矩工况下对转速的辨识性能良好, 整体辨识基本无静差, 仅有约 9.7 r/min 的稳态波动; 在定子电阻突变时, 空载工况下定子电阻的辨识误差能够保持在 5% 以内, 半载工况的误差为 8.7%, 满载则为 13.7%。

关键词: 感应电机; 多相电机; 矢量控制; 无速度传感器控制; 参数辨识; 模型参考自适应系统

中图分类号: TM34

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2025)04-0119-09

0 引言

感应电机因其维护成本低、动态响应好、速度转矩特性好、效率高等优点而被广泛用于风力发电、列车牵引、汽车工业和船舶推进等领域^[1-5]。随着电力电子技术的发展, 电机驱动系统已脱离相数的限制。相数增加给电机驱动系统带来许多好处。与传统的三相电机相比, 在相同功率水平下, 多相电机具有更低的相电压、更小的转矩纹波和更高的可靠性^[6-9]。目前, 多相电机在大功率推进领域有逐渐取代传统三相电动机的趋势^[10]。

在高性能电机速度控制系统中, 速度闭环控制必不可少。速度的测量方法可分为两类: 有速度传感器控制和无速度传感器控制。对于具有速度传感器的控制方法, 通常使用绝对或增量编码器来测量与电机同轴的连接速度。然而, 由于数字信号处理器的采样周期较小, 在采样周期内编码器中的脉冲数量可能不是整数, 从而导致计算速度与实际速度之间存在偏差, 损害系统的整体稳定性。此外, 安装速度传感器需要额外的硬件电路以实现信号传输, 这增加了控制系统的经济成本。而无速度传感器控制减少了安装的传感器数量, 无需额外的电子电路以及连接电缆, 降低了空间要求。这不仅能最小化速度控制系统的总体成本、尺寸和维护要求, 还能增强系统的鲁棒性和可靠性, 确保其在恶劣条件下仍能正常运行^[11-16]。

目前, 感应电机的无速度传感器控制方法主要有 3 种: 基于电机模型的状态观测方法^[17-20]、信号注入方法^[21-23]和结合人工智能理论的方法^[24-25]。基于电机模型的状态观测方法不需要额外的硬件电路, 也不需要改变电机结构, 因此在成熟的电机建模理论下, 已成为主流的研究方法。状态观测法主要包括模型参考自适应系统(model reference adaptive system, MRAS)^[26-29]、扩展卡尔曼滤波器^[30]、全阶自适应观测器^[31]以及滑模观测器^[32]等。在众多状态观测方法中, MRAS 因其结构简单、易于实现、可同时辨识多个参数等优点而被广泛用于电机参数辨识系统。文献[26]构建了一种同步坐标系下的 MRAS 转速辨识系统, 提高了控制精度。文献[27]提出了一种基于 MRAS 的感应电机转子电阻辨识策略, 实现了转子电阻的在线辨识。文献[28]通过构建滑模观测器对传统 MRAS 策略进行改进, 增强了系统的鲁棒性。

然而, 在基于 MRAS 的传统转速辨识系统中, 由于其采用的参考模型受定子电阻的数值影响较大, 当实际电机的定子电阻参数出现较大偏差时, 对应的参考模型将无法反映电机的实际状态。针对这一问题, 文中构建一种基于 MRAS 的双参数辨识系统, 用以同时辨识转速与定子电阻, 并对自适应律的选取进行推导。最后, 在 Simulink 中进行仿真, 验证该策略的可行性。

1 五相感应电机的数学模型

MRAS 是一种基于电机数学模型的方法, 因此

首先需要构建五相感应电机的数学模型。自然基下的五相感应电机模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统,在自然坐标系下对其进行控制十分困难,一般选择基于等功率原则的广义 Clark 变换对其进行解耦^[33],变换式如下:

$$\mathbf{T}_{5s} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos \alpha_0 & \cos 2\alpha_0 & \cos 3\alpha_0 & \cos 4\alpha_0 \\ 0 & \sin \alpha_0 & \sin 2\alpha_0 & \sin 3\alpha_0 & \sin 4\alpha_0 \\ 1 & \cos 3\alpha_0 & \cos 6\alpha_0 & \cos 9\alpha_0 & \cos 12\alpha_0 \\ 0 & \sin 3\alpha_0 & \sin 6\alpha_0 & \sin 9\alpha_0 & \sin 12\alpha_0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{T}_{5s}$ 为等效变换矩阵; $\alpha_0=2\pi/5$ 。

经过式(1)的变换矩阵,可将五相感应电机解耦至以下 3 个子空间中: α - β 基波子空间(对应变换矩阵的第 1、2 行), x - y 三次谐波子空间(对应变换矩阵的第 3、4 行)及 o_1 - o_2 零序谐波子空间(对应变换矩阵的第 5 行)。对五相感应电机的控制一般在基波子空间以及三次谐波子空间中进行。3 个子空间的特点^[30]如下。

(1) 3 个子空间互为正交子空间。

(2) α - β 基波子空间为机电能量转换子空间,电机绕组磁通中的基波和 $10k \pm 1 (k=1, 3, 5, \dots)$ 次谐波投影到此空间,产生脉振磁动势。

(3) x - y 三次谐波子空间为非机电能量转换子空间,电机绕组磁通中的 $10k \pm 3 (k=1, 3, 5, \dots)$ 次谐波投影到此空间,谐波成分不产生旋转磁动势,定子磁链无法耦合,将产生谐波电流造成谐波损耗。

(4) 电机变量中的 $5k (k=1, 3, 5, \dots)$ 次谐波投影到零序谐波子空间,对于星型连接的五相感应电机,通常可忽略零序谐波子空间带来的影响。

利用等效变换矩阵 $\mathbf{T}_{5s}$, 可使五相感应电机常用的物理量,如电压、电流、磁链等转换至子空间,从而降低五相系统的维度,简化模型。根据以上原则,可得到五相感应电机在两相静止坐标系下的电压、磁链方程,如式(2)—式(4)所示。

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} R_s + L_{sd}p & 0 & L_{md}p & 0 \\ 0 & R_s + L_{sd}p & 0 & L_{md}p \\ L_{md}p & \omega_r L_{md} & R_r + L_{rd}p & \omega_r L_{rd} \\ -\omega_r L_{md} & L_{md}p & -\omega_r L_{rd} & R_r + L_{rd}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{md} & 0 \\ 0 & L_{md} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{sl}p & 0 \\ 0 & R_s + L_{sl}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 为基波子空间的定子电压分量; R_s 为定子电阻; R_r 为转子电阻; L_{md} 、 L_{sd} 、 L_{rd} 分别为等效后的互感、定子自感与转子自感; ω_r 为转子转速; p 为微分算子; $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 和 $i_{r\alpha}$ 、 $i_{r\beta}$ 分别为基波子空间的定子和转子侧电流分量; $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ 为基波子空间的转子磁链分量; u_x 、 u_y 为三次谐波子空间的定子电压分量; i_x 、 i_y 为三次谐波子空间的定子电流分量; L_{sl} 为定子漏感。

由式(2)、式(3)可以得到五相感应电机在两相静止坐标系下的基波子空间等效电路,如图 1(a)所示,其中 L_{rl} 为转子漏感。由式(4)可以得到其三次谐波子空间等效电路,如图 1(b)所示。

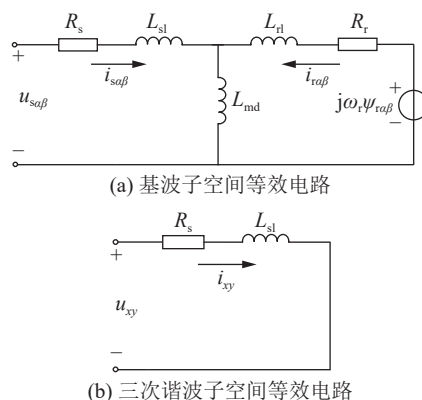


图 1 五相感应电机在两相静止坐标系下的等效电路
Fig.1 Equivalent circuits of five-phase induction motor in two-phase static coordinates

2 基于 MRAS 的转速自适应辨识系统

MRAS 的主要特点为采用参考模型,由其规定系统所需要的性能。可利用 MRAS 来估计磁链和转速,其基本结构如图 2 所示。

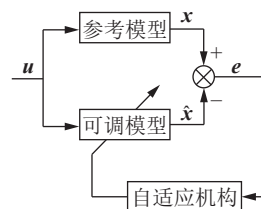


图 2 MRAS 的基本结构
Fig.2 Basic structure of MRAS

由图 2 可知,参考模型与可调模型可通过第 1 章中的电机模型构建。参考模型和可调模型有相同的外部激励 u , 图中 x 为参考模型的输出状态矢量; $\hat{x}$ 为可调模型的输出状态矢量。不含有未知量的参考模型输出矢量 x 规定了系统所需性能指标,与可调模型的输出矢量 $\hat{x}$ 比较后,将其误差矢量 e 输入到自适应机构,根据其输出实时修正可调模型的参数,使得可调模型的状态矢量 $\hat{x}$ 能够快速而稳定

地收敛于 $\mathbf{x}$, 同时使误差矢量 $\mathbf{e}$ 的值趋近于 0。

鼠笼式五相感应电机在两相静止坐标系下的磁链电压方程(参考模型)通常为:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{L_{rd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} R_s + L'_s & 0 \\ 0 & R_s + L'_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_{rd}}{L_{md}} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $L'_s = \sigma L_{sd}$ 为等效自感, $\sigma = 1 - L_{md}^2 / (L_{sd} L_{rd})$ 为漏磁系数。

磁链电流方程(可调模型)为:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + R_r \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: T_r 为转子时间常数。

定义状态误差矢量 $\mathbf{e} = \boldsymbol{\psi}_r - \hat{\boldsymbol{\psi}}_r = [e_{r\alpha} \ e_{r\beta}]^T$, 其中 $\boldsymbol{\psi}_r = [\psi_{r\alpha} \ \psi_{r\beta}]^T$, $\hat{\boldsymbol{\psi}}_r = [\hat{\psi}_{r\alpha} \ \hat{\psi}_{r\beta}]^T$, $\hat{\psi}_{r\alpha}$ 、 $\hat{\psi}_{r\beta}$ 为转子磁链的估计值, $e_{r\alpha}$ 、 $e_{r\beta}$ 为基波子空间的转子误差分量。将式(6)写成误差的形式:

$$\begin{bmatrix} \frac{de_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{de_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{r\alpha} \\ e_{r\beta} \end{bmatrix} - (\hat{\omega}_r - \omega_r) \mathbf{J} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: $\hat{\omega}_r$ 为转子转速的估计值。

将式(7)写成标准的反馈系统形式:

$$\frac{d\mathbf{e}}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{e} - \mathbf{B}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{e} + \mathbf{B}_2 \quad (9)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_{r\alpha} \\ e_{r\beta} \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_1 = (\hat{\omega}_r - \omega_r) \mathbf{J} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_2 = -\mathbf{B}_1 = -(\hat{\omega}_r - \omega_r) \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r \end{cases} \quad (10)$$

根据式(9)可构建图3所示反馈系统。图中, $\mathbf{D}$ 为增益矩阵, 用于将误差矢量 $\mathbf{e}$ 转化为自适应系统的输入矢量 $\mathbf{V}$ 。一般可取 $\mathbf{D}$ 为单位矩阵, 即不进行转换。

在实际应用中, 算法需要进行数字化处理, 因此可认为转速 ω_r 在一个采样周期内不变。基于该

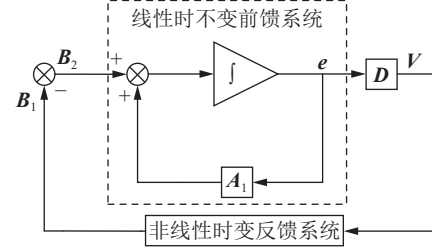


图3 等效非线性反馈系统

Fig.3 Equivalent nonlinear feedback system

前提, 可构造图3所示线性时不变前馈系统。自适应输入矢量 $\mathbf{V}$ 和反馈矢量 $\mathbf{B}_1$ 之间的关系可由一个非线性时变反馈环节构造。

要使图3所示系统趋于稳定, 根据 Popov 超稳定理论, 非线性时变反馈环节必须满足式(11)所示的 Popov 积分不等式。

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \mathbf{V}^T \mathbf{B}_1 dt \geq -r_0^2 \quad \forall t_1 > 0 \quad (11)$$

式中: $\eta(0, t_1)$ 为 0 到 t_1 时刻的 Popov 积分不等式, t_1 为任意大于 0 的数; r_0^2 为一个有限的正数。

自适应律可由 Popov 积分不等式的逆向求解过程得到。将 $\mathbf{e}$ 和 $\mathbf{B}_1$ 分别代入式(9), 可得:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t F_1(\mathbf{v}, t, \tau) d\tau + F_2(\mathbf{v}, t) + \hat{\omega}_r(0) \quad (12)$$

式中: $F_1(\mathbf{v}, t, \tau)$ 、 $F_2(\mathbf{v}, t)$ 为矢量泛函, $0 \leq \tau \leq t$; $\hat{\omega}_r(0)$ 为转子转速的初始估计值。

将式(12)代入式(11)可得:

$$\begin{aligned} \eta(0, t_1) &= \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T \left(\int_0^t F_1(\mathbf{v}, t, \tau) d\tau + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \right) \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r dt + \\ &\int_0^{t_1} \mathbf{e}^T F_2(\mathbf{v}, t) \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r dt = \eta_1(0, t_1) + \eta_2(0, t_1) \end{aligned} \quad (13)$$

要使 $\eta_1(0, t_1) \geq -r_0^2$, 可分别使:

$$\begin{aligned} \eta_1(0, t_1) &= \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T \left(\int_0^t F_1(\mathbf{v}, t, \tau) d\tau + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \right) \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r dt \geq -r_1^2 \end{aligned} \quad (14)$$

$$\eta_2(0, t_1) = \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T F_2(\mathbf{v}, t) \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r dt \geq -r_2^2 \quad (15)$$

式中: r_1^2 、 r_2^2 为有限正数。

对于式(14), 可用式(16)进行化简:

$$\begin{aligned} \int_0^{t_1} \frac{df(t)}{dt} k f(t) dt &= \\ \frac{k}{2} (f^2(t_1) - f^2(0)) &\geq \frac{1}{2} k f^2(0) \quad k > 0 \end{aligned} \quad (16)$$

其中:

$$\frac{df(t)}{dt} = \mathbf{e}^T \mathbf{J} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r \quad (17)$$

$$k f(t) = \int_0^t F_1(\mathbf{v}, t, \tau) d\tau + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \quad (18)$$

对式(18)两边求导, 可得:

$$F_1(v, t, \tau) = K_i e^T J \hat{\psi}_r \quad K_i > 0 \quad (19)$$

将式(17)以及式(19)代入式(14), 可以证明 $\eta_1(0, t_1) \geq -r_1^2$ 。

对于式(15), 取:

$$F_2(v, t) = K_p e^T J \hat{\psi}_r \quad K_p > 0 \quad (20)$$

同样可证明 $\eta_2(0, t_1) \geq -r_2^2$ 。式(19)与式(20)中, K_p 、 K_i 为转速辨识的自适应律, 将式(19)、式(20)代入式(13)一定会满足式(11), 即:

$$\int_0^{t_1} e^T \left(\int_0^t K_i e^T J \hat{\psi}_r d\tau + K_p e^T J \hat{\psi}_r + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \right) J \hat{\psi}_r dt \geq -r_0^2 \quad (21)$$

因此, 当 $\hat{\omega}_r$ 为式(12)的形式时, 由式(7)所示转子磁链矢量误差方程构成的反馈系统一定是渐进收敛的。

综合式(12)、式(19)以及式(20)可以得到转子转速的估计表达式为:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t K_i e^T J \hat{\psi}_r dt + K_p e^T J \hat{\psi}_r + \hat{\omega}_r(0) \quad (22)$$

将式(22)代入式(9), 可得到图4所示由转子磁链误差方程构成的反馈系统。

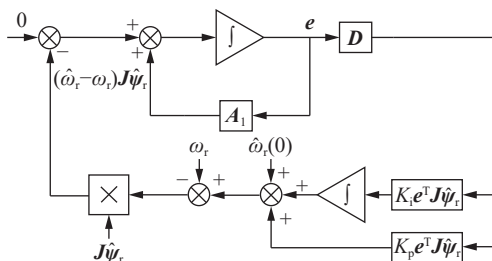


图4 转子磁链误差反馈系统
Fig.4 Rotor flux error feedback system

将 $e^T = [\psi_{r\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha} \quad \psi_{r\beta} - \hat{\psi}_{r\beta}]$ 与 $\hat{\psi}_r = [\hat{\psi}_{r\alpha} \quad \hat{\psi}_{r\beta}]^T$ 分别代入式(22), 并假设速度估计的初始值为 0, 可得:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t K_i (\hat{\psi}_{r\alpha} \psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) dt + K_p (\hat{\psi}_{r\alpha} \psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) \quad (23)$$

可将式(23)写成如下形式:

$$\hat{\omega}_r = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) (\hat{\psi}_{r\alpha} \psi_{r\beta} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) \quad (24)$$

因此, 采用式(24)所示自适应律后得到的转速自适应辨识系统如图5所示, 其中, $u_s = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T$; $i_s = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$; ε_ω 为转速误差信息。

由图5可以看出, MRAS 估计电机转速的基本原理为: 利用参考模型中的状态矢量 ψ_r 反映电机的真实状态。通过可调模型估计出的状态变量 $\hat{\psi}_r$ 与参考状态变量 ψ_r 之间的偏差判断估计转速 $\hat{\omega}_r$ 与真

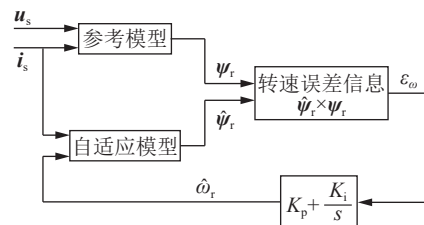


图5 加入自适应律后的 MRAS 系统框图
Fig.5 MRAS system block diagram after adding adaptive coefficient

实转速 ω_r 是否一致。在自适应律 K_p 与 K_i 的调节下可调模型与参考模型的输出趋于一致, 转速误差信息收敛于 0, 所得到的估计转速也就接近于真实转速。

3 双参数辨识系统

在实际应用中, 随着温度的变化, 定子电阻也会发生变化。若定子电阻的阻值由 R_s 变为 R'_s , 则对应的磁链偏移量为:

$$\Delta \psi_r = \frac{L_{rd}}{L_{md}} \int (R_s - R'_s) i_s dt \quad (25)$$

由式(25)可知, 定子电阻阻值变化越大, 对应的磁链误差越大, 参考模型所规定的系统性能就越差。因此, 有必要对定子电阻进行辨识。利用 MRAS 辨识定子电阻的基本结构同样如图5所示。可用五相感应电机在两相静止坐标系下的电流方程构建参考模型与可调模型, 方程如下:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{md}} & \frac{\omega_r}{R_r} \\ \frac{\omega_r}{R_r} & \frac{1}{L_{md}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{R_r} \begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L'_s} & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L'_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{L_{md}}{L_{rd}L'_s} & 0 \\ 0 & \frac{L_{md}}{L_{rd}L'_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L'_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (27)$$

令 $\hat{i}_{s\alpha}$ 、 $\hat{i}_{s\beta}$ 为定子侧电流的估计值, 将式(27)写成误差的形式, 如式(28)所示, $\hat{R}_s$ 为定子电阻的估计值。

$$\begin{bmatrix} \frac{de'_\alpha}{dt} \\ \frac{de'_\beta}{dt} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{\hat{R}_s}{L'_s} & 0 \\ 0 & \frac{\hat{R}_s}{L'_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e'_\alpha \\ e'_\beta \end{bmatrix} - (\hat{R}_s - R_s) J' \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (28)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{J}' = \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L'_s} \end{bmatrix} \\ \mathbf{e}' = \begin{bmatrix} e'_\alpha \\ e'_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (29)$$

将式(28)写成可构成反馈系统的形式:

$$\frac{d\mathbf{e}'}{dt} = \mathbf{A}_2\mathbf{e}' - \mathbf{B}_3 = \mathbf{A}_2\mathbf{e}' + \mathbf{B}' \quad (30)$$

其中:

$$\begin{cases} \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{\hat{R}_s}{L'_s} & 0 \\ 0 & \frac{\hat{R}_s}{L'_s} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_3 = (\hat{R}_s - R_s) \mathbf{J}' \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}' = -\mathbf{B}_3 = -(\hat{R}_s - R_s) \mathbf{J}' \mathbf{i}_s \end{cases} \quad (31)$$

同理可证明该反馈系统渐进稳定。定子电阻的估计值 $\hat{R}_s$ 可表示为:

$$\hat{R}_s = \int_0^t K'_1 (\hat{i}_{s\alpha} i_{s\beta} - i_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta}) dt + K'_p (\hat{i}_{s\alpha} i_{s\beta} - i_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta}) + \hat{R}_s(0) \quad (32)$$

式中: K'_p 、 K'_1 为定子电阻辨识的自适应律; $\hat{R}_s(0)$ 为定子电阻的初始估计值。

MRAS 辨识定子电阻的系统框图如图 6 所示, 其中 $\hat{\mathbf{i}}_s = [\hat{i}_{s\alpha} \ \hat{i}_{s\beta}]^T$; ε_R 为定子电阻误差信息。为进一步简化系统, 参考模型的输出电流可直接由电机的采样电流经过 Clark 变换得到, 而不是由式(26)计算得到。将图 6 的定子电阻辨识系统与图 5 的转速辨识系统结合, 可得到基于 MRAS 的双参数辨识系统, 其系统框图如图 7 所示。

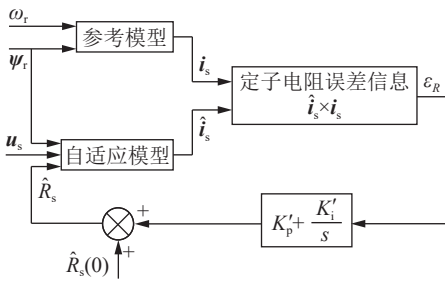


图 6 MRAS 辨识定子电阻的系统框图

Fig.6 System block diagram of stator resistance identification based on MRAS

由图 7 可以看出, 整个系统所需要的外部输入为两相静止坐标系下的电压矢量 $\mathbf{u}_s$ 与电流矢量 $\mathbf{i}_s$ 。MRAS1 中磁链可调模型输出的估计磁链可作为 MRAS2 中电流可调模型的输入。利用该系统便可

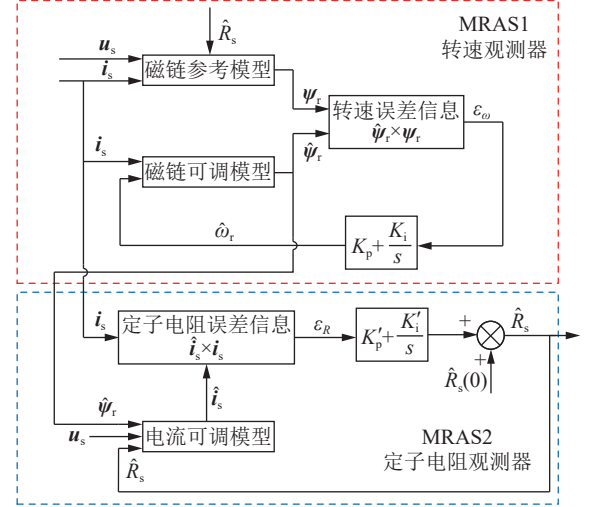


图 7 基于 MRAS 的双参数辨识系统框图

Fig.7 Block diagram of dual-parameter identification system based on MRAS

实现定子电阻和转速的双参数辨识。

4 仿真实验

为验证文中所提策略的可行性, 在 Simulink 中搭建表 1 所示电机参数的双参数辨识系统。

表 1 五相感应电机参数

Table 1 Parameters of five-phase induction motor

电机参数	数值
定子电阻 R_s/Ω	1.60
转子电阻 R_r/Ω	1.35
互感 L_{md}/mH	312.1
定子漏感 L_{sl}/mH	6.9
转子漏感 L_{rl}/mH	6.9
极对数 n_p	1
额定功率 P_N/kW	4.0
额定转矩 $T_N/(\text{N}\cdot\text{m})$	13.1
额定转速 $n_N/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	2 850

基于 MRAS 的五相感应电机矢量控制系统拓扑见图 8。设置仿真步长为 1×10^{-6} s, 采样频率与开关频率均为 10 kHz, 逆变器的死区时间为 3 μs ; 调制策略采用最近四矢量空间矢量脉宽调制 (nearest four-vector space vector pulse width modulation, NFFV-SVPWM), 控制器采用比例积分 (proportional-integral, PI) 形式, 五相逆变器为 H 桥结构, MRAS 辨识系统采用前文所提双参数辨识系统。图 8 中, ψ_r^* 为给定转子磁链; i_{sd}^* 为给定 d 轴定子电流; i_{sq}^* 为给定 q 轴定子电流; ω_r^* 为给定转子转速; T_{em}^* 为给定转矩; θ 为转子磁场定向角; u_{sd}^* 、 u_{sq}^* 为同步坐标系下的参考定子电压分量; u_{sa}^* 、 u_{sb}^* 为两相静止坐标系下的

参考定子电压分量; u_{abcde}^* 为自然坐标系下的参考电压; i_{abcde} 为自然坐标系下的五相定子电流。

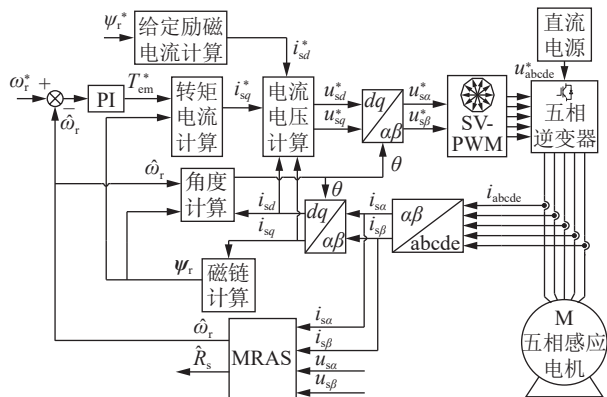


图 8 基于 MRAS 的五相感应电机矢量控制系统拓扑
Fig.8 Topology of five-phase induction motor vector control system based on MRAS

首先对定子电阻的辨识性能进行验证, 设置定子电阻辨识的自适应律 $K_p' = 0.8$ 、 $K_i' = 20$ 。为验证实际工况中定子电阻变化的情况, 在 2 s 时将定子电阻值由 1.6 Ω 突变至 2.0 Ω , 仿真效果如图 9 所示。

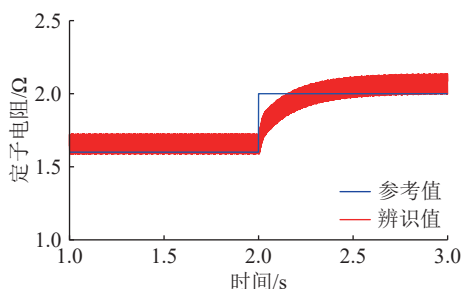


图 9 定子电阻突变工况下的仿真波形
Fig.9 Simulation waveforms under stator resistance step-change conditions

由图 9 可以看出, 定子电阻未突变之前, 辨识值约为 1.64 Ω , 突变后约为 2.07 Ω 。仿真结果表明, 系统可以准确地辨识定子电阻并且能够在定子电阻发生突变的工况下实现快速跟踪, 整体辨识误差在 5% 以内。

为验证定子电阻辨识在带载工况下的性能表现, 仿真中在 1.5 s 时加入额定负载, 2.5 s 时卸去一半负载, 仿真效果如图 10 所示。

由图 10 可以看出, 在不同的负载工况下, 定子电阻的辨识误差会发生变化。在满载工况下, 定子电阻的辨识稳态均值约为 1.82 Ω , 辨识误差达到 13.7%。在半载工况下, 定子电阻的辨识稳态均值约为 1.74 Ω , 辨识误差为 8.7%。结果表明, 随着负载增大, 定子电阻的辨识误差会上升。通过观察参考模型与可调模型的定子电流输出波形可以发现, 随着负载转矩增大, 可调模型相较于参考模型输出

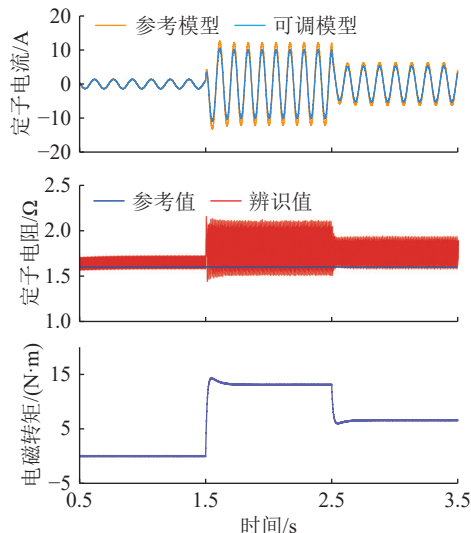


图 10 不同负载工况下定子电阻辨识仿真波形
Fig.10 Simulation waveforms of stator resistance identification under different load conditions

电流幅值误差逐渐增大。因此, 可初步推断可调模型输出电流幅值误差与定子电阻辨识误差会随着负载转矩的增大而增大。当电机需要长时间处于满载工况时, 如果需要高精度的定子电阻辨识, 则需要添加额外的补偿策略。

进一步地, 为验证文中策略的转速辨识性能, 分别在不同转速范围以及不同负载转矩工况下进行仿真, 仿真中设置磁链给定值为 1.1 Wb, 转速辨识的自适应律 $K_p = 150$ 、 $K_i = 5000$ 。首先, 对不同转速范围下的辨识性能进行验证。在空载工况下, 依次设置转速为 400、600、300 r/min, 得到的仿真效果如图 11 所示。随后, 进行不同负载工况下的速度辨识仿真, 电机以空载启动, 在 1 s 加入额定负载, 2 s 撤去一半负载, 仿真波形如图 12 所示。

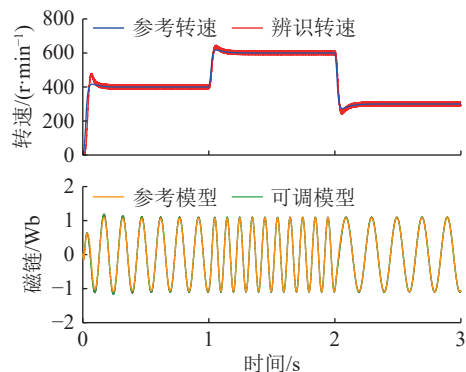


图 11 不同转速下转速辨识仿真波形
Fig.11 Simulation waveforms of speed identification at different speeds

由图 11 可以看出, 系统在不同转速下均能准确辨识出转速, 除给定转速突变的过渡过程以外, 稳态辨识转速基本无静差, 仅有约 9.7 r/min 的波

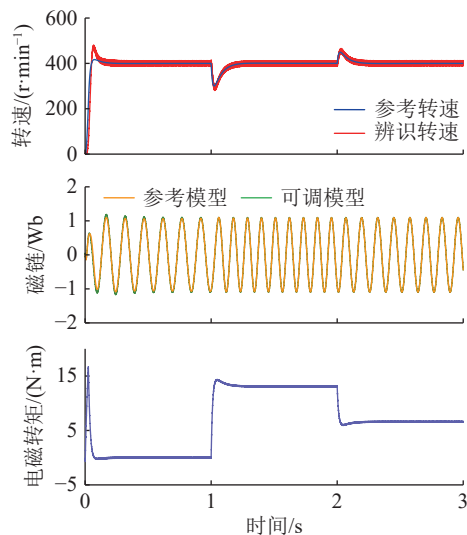


图 12 不同负载工况下转速辨识仿真波形

Fig.12 Simulation waveforms of speed identification under different load conditions

动。进一步观察转子磁链的辨识波形可以看出,除启动过程外,可调模型的辨识值均收敛于参考模型,且在不同转速范围下基本无幅值误差与相位误差。

由图 12 可以看出,系统在不同的负载工况下也能准确辨识出转速。进一步观察转子磁链的辨识波形可以看出,在加减负载的过程中可调模型的辨识值基本无幅值误差与相位误差,整体性能良好。

为验证转速辨识在更大速度范围的性能,在仿真中设置 100~2 000 r/min 的速度范围进行加减速仿真,仿真结果如图 13 所示。

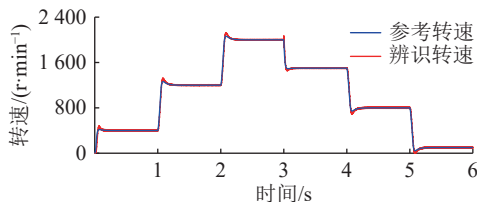


图 13 100~2 000 r/min 转速下转速辨识仿真波形

Fig.13 Simulation waveforms of speed identification at 100~2 000 r/min speeds

由图 13 可知,转速辨识在 100~2 000 r/min 范围内的性能良好,能够准确跟随参考转速,可用于较大范围的调速。

5 结论

文中针对五相感应电机,构建了一种基于 MRAS 的双参数辨识系统,用以同时辨识电机的转速与定子电阻。文中针对两种不同的参数分别选取不同的参考模型与可调模型,同时推导了自适应律的选取过程。仿真结果表明,该策略在不同转速

以及不同负载转矩工况下对转速的辨识性能良好,整体辨识基本无静差,仅有约 9.7 r/min 的稳态波动。在定子电阻突变时,定子电阻的辨识误差能够保持在 5% 以内,半载工况的误差为 8.7%,满载则为 13.7%,进一步观察发现造成该误差的原因为可调模型的输出电流相较于参考模型而言存在幅值误差。因此,如果需要更高精度地辨识定子电阻参数,则在未来研究中还需要添加额外的策略以补偿该幅值误差。

参考文献:

- [1] HOSSAIN M A, BODSON M. Control of cascaded/brushless doubly-fed induction motors with real-time torque optimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(11): 11098-11108.
- [2] 冯婉, 张文娟, 苗轶如, 等. 基于 dq 坐标系下 6 次谐波抑制的车用感应电机低频共振削弱方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(24): 6632-6645.
FENG Wan, ZHANG Wenjuan, MIAO Yiru, et al. Low frequency resonance reduction method of induction motor used by electric vehicle based on sixth harmonic suppression in dq coordinate[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(24): 6632-6645.
- [3] 张庆飞, 赵镜红, 严思念, 等. 船用五相感应电机模型预测电流控制研究[J]. 微特电机, 2023, 51(1): 45-49.
ZHANG Qingfei, ZHAO Jinghong, YAN Sinian, et al. Research on model predictive current control of marine five-phase induction motor[J]. Small & Special Electrical Machines, 2023, 51(1): 45-49.
- [4] 胡冰, 崔晓光, 位俊雷, 等. 电动汽车用感应电机最大转矩电流比策略研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(9): 97-100.
HU Bing, CUI Xiaoguang, WEI Junlei, et al. Research on maximum torque per ampere strategy of induction motor for electric vehicle[J]. Power Electronics, 2022, 56(9): 97-100.
- [5] 谈竹奎, 文贤旭, 杨涛, 等. 面向新型电力系统的双馈风力发电机并网控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(3): 181-187.
TAN Zhukui, WEN Xiankui, YANG Tao, et al. A grid-connected control strategy for doubly-fed wind turbines for new power systems[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(3): 181-187.
- [6] KALAJ P, KOMRSKA T, KINDL V, et al. Multi-pole winding behavior in multiphase motors under current harmonics operation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(4): 2546-2555.
- [7] 陶涛, 赵文祥, 程明, 等. 多相电机容错控制及其关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 316-326, 629.
TAO Tao, ZHAO Wenxiang, CHENG Ming, et al. Review on fault-tolerant control of multi-phase machines and their key technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 316-326, 629.

- [8] 杨光源,周诗嘉,彭光强,等.基于18相风力发电系统的环流抑制策略研究[J].高压电器,2023,59(10):190-198.
YANG Guangyuan, ZHOU Shijia, PENG Guangqiang, et al. Research on circulation suppression strategy based on 18-phase wind power system[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(10): 190-198.
- [9] YU J, SHEN H Y, WANG H F, et al. Speed estimation of multi-phase induction motor using rotor slot harmonics with limited SNR and dynamic load conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6618-6631.
- [10] LI S, YANG J Q, WANG Y, et al. Dual closed-loop control strategy on harmonic plane for multiphase induction motor with harmonic injection based on air-gap flux orientation control[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 6101-6111.
- [11] GOU L F, WANG C C, ZHOU M L, et al. Integral sliding mode control for starting speed sensorless controlled induction motor in the rotating condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4105-4116.
- [12] YAN X M, CHENG M. An MRAS observer-based speed sensorless control method for dual-cage rotor brushless doubly fed induction generator[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12705-12714.
- [13] 尹少博.感应电机无速度传感器控制带速重投方法研究[J].电气工程学报,2022,17(3):130-137.
YIN Shaobo. Study on the restarting method of induction motor under speed-sensorless control[J]. Journal of Electrical Engineering, 2022, 17(3): 130-137.
- [14] 陈玥轩,葛兴来,左运,等.一种感应电机无速度传感器系统的电流传感器容错控制策略[J].中国电机工程学报,2022,42(6):2346-2356.
CHEN Yuexuan, GE Xinglai, ZUO Yun, et al. A current sensor fault-tolerant control strategy for speed-sensorless induction motor system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2346-2356.
- [15] 刘玉,陈高丽.六相感应电机二阶滑模无速度传感器控制[J].电子测量技术,2021,44(18):98-104.
LIU Yu, CHEN Gaoli. Second-order sliding-mode speed sensorless control strategy for six-phase induction motor[J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(18): 98-104.
- [16] 郭磊磊,靳雪妍,朱虹,等.基于改进混合模型转子磁链观测器的异步电机无速度传感器控制[J].电力系统保护与控制,2024,52(8):178-187.
GUO Leilei, JIN Xueyan, ZHU Hong, et al. Speed-sensorless control of an asynchronous motor based on an improved hybrid model rotor flux observer[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(8): 178-187.
- [17] ORLOWSKA-KOWALSKA T, KORZONEK M, TARCHALA G. Stability improvement methods of the adaptive full-order observer for sensorless induction motor drive: comparative study[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(11): 6114-6126.
- [18] CHE H, WU B, YANG J, et al. Speed-sensorless sliding mode control of induction motor based on genetic algorithm optimization[J]. Measurement and Control, 2019, 53(5): 192-204.
- [19] MOAVENI B, MASOUMI Z, RAHMANI P. Introducing improved iterated extended Kalman filter (IIEKF) to estimate the rotor rotational speed, rotor and stator resistances of induction motors[J]. IEEE Access, 2023, 11: 17584-17593.
- [20] 吕英俊,黄旭,苏涛,等.感应电动机无速度传感器矢量控制系统极低速性能研究[J].中国电机工程学报,2020,40(4):1320-1328,1423.
LYU Yingjun, HUANG Xu, SU Tao, et al. Very low speed performance research of the speed-sensorless vector controlled induction motor drive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(4): 1320-1328, 1423.
- [21] WANG G L, YANG L, ZHANG G Q, et al. Comparative investigation of pseudorandom high-frequency signal injection schemes for sensorless IPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2123-2132.
- [22] YOUSEFI-TALOUKI A, PESCIOTTO P, PELLEGRINO G, et al. Combined active flux and high-frequency injection methods for sensorless direct-flux vector control of synchronous reluctance machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2447-2457.
- [23] 张杰,柴建云,孙旭东,等.双三相异步电机反相高频注入无速度传感器控制[J].中国电机工程学报,2015,35(23):6162-6171.
ZHANG Jie, CHAI Jianyun, SUN Xudong, et al. Sensorless control of dual three phase induction machines by antiphase high frequency signal injection[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(23): 6162-6171.
- [24] 朱智强,朱焜秋.基于BP神经网络左逆的无轴承永磁薄片电机无速度传感器控制研究[J].微电机,2021,54(4):56-61,79.
ZHU Zhiqiang, ZHU Huangqiu. Speed-sensorless operation of bearingless permanent magnet slice motor based on artificial neural network left-inverse system[J]. Micromotors, 2021, 54(4): 56-61, 79.
- [25] WANG Z T, CHAI J Y, XIANG X W, et al. A novel online parameter identification algorithm designed for deadbeat current control of the permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(2): 2029-2041.
- [26] 吴新兵,章玮,谈方成.基于同步坐标系MRAS的异步电机无速度传感器控制[J].微特电机,2023,51(4):46-51.
WU Xinbing, ZHANG Wei, TAN Fangcheng. Induction motor speed sensorless control based on model reference adaptive system under synchronous frame[J]. Small & Special Electrical Machines, 2023, 51(4): 46-51.
- [27] 马志军,王雪迪,王乃福,等.基于改进MRAS的异步电机转子电阻在线辨识[J].微电机,2022,55(9):89-92.
MA Zhijun, WANG Xuedi, WANG Naifu, et al. On-line identification of asynchronous motor rotor resistance based on

- improved MRAS[J]. *Micromotors*, 2022, 55(9): 89-92.
- [28] ZHOU M H, CHENG S W, FENG Y, et al. Full-order terminal sliding-mode-based sensorless control of induction motor with gain adaptation[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, 10(2): 1978-1991.
- [29] 吴振军, 刘震坤, 郭磊磊, 等. 基于抗频率偏移电感辨识的并网逆变器模型预测控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(22): 99-107.
- WU Zhenjun, LIU Zhenkun, GUO Leilei, et al. Model predictive control for a grid-connected inverter based on inductance identification resistant to frequency deviation[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(22): 99-107.
- [30] 侯新国, 涂萱, 赵镜红, 等. 基于扩展卡尔曼滤波的直线感应电机速度观测[J]. *电力工程技术*, 2024, 43(3): 226-233.
- HOU Xinguo, TU Xuan, ZHAO Jinghong, et al. Speed observation of linear induction motor based on extended Kalman filter[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2024, 43(3): 226-233.
- [31] 杨凯, 李孺涵, 罗成, 等. 负载变化下无传感器感应电机主动零频穿越及脉动抑制策略[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(18): 4910-4920.
- YANG Kai, LI Ruhan, LUO Cheng, et al. Proactive low-frequency ride-through method and its ripple reduction for sensorless induction motor drives under load variations[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(18): 4910-4920.
- [32] 肖雄, 王浩丞, 武玉娟, 等. 基于双滑模估计的主从结构共轴双电机模型预测直接转矩控制无速度传感器控制策略[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(5): 1014-1026.
- XIAO Xiong, WANG Haocheng, WU Yajuan, et al. Coaxial dual motor with master-slave structure model-predictive direct torque control speed sensorless control strategy based on double sliding mode estimation[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(5): 1014-1026.
- [33] 李晟. 基于气隙磁场定向的七相感应电机非正弦供电控制策略研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2023.
- LI Sheng. Investigation of non-sinusoidal power supply control strategy for seven-phase induction machine based on air-gap flux orientation[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2023.

作者简介:



侯新国

侯新国(1972), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力系统和装备故障诊断 (E-mail: hxingguo@126.com);

罗翔宇(2000), 男, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动;

涂萱(1997), 女, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动。

Dual-parameter identification based on model reference adaptive system for five-phase induction motor

HOU Xinguo, LUO Xiangyu, TU Xuan

(School of Electrical Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: The five-phase induction motor, known for its simplicity among multiphase induction motors, offers benefits such as low noise, minimal torque ripple, and high load capacity, rendering it suitable for applications demanding high power and reliability. To counter the vulnerability of speed encoders to external disturbances, a model reference adaptive system (MRAS) without speed sensor vector control system is devised for five-phase induction motors to enable speed identification and achieve sensorless control. Subsequently, a dual-parameter identification system is developed based on MRAS to address the dependency of the traditional MRAS's magnetic flux reference model on stator resistance values, allowing for the simultaneous identification of speed and stator resistance with adaptive rate calculations for each parameter. The simulation of this dual-parameter identification system using Simulink demonstrates excellent speed identification performance across a range of speeds and load torques, with minimal overall identification errors and steady-state fluctuations of around 9.7 r/min. When encountering abrupt changes in stator resistance under transient load conditions, the identification error remains below 5%, showing errors of 8.7% at half-load and 13.7% at full-load.

Keywords: induction motor; multiphase motor; vector control; speed sensorless control; parameter identification; model reference adaptive system

(编辑 陆海霞)