



中国电机工程学报
Proceedings of the CSEE
ISSN 0258-8013, CN 11-2107/TM

《中国电机工程学报》网络首发论文

题目: 异步电机无传感器矢量控制极低速与零速性能研究
作者: 吕英俊, 刘卓伟, 苏涛, 黄旭, 苏学成
DOI: 10.13334/j.0258-8013.pcsee.181569
网络首发日期: 2019-06-10
引用格式: 吕英俊, 刘卓伟, 苏涛, 黄旭, 苏学成. 异步电机无传感器矢量控制极低速与零速性能研究[J/OL]. 中国电机工程学报.
<https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.181569>



网络首发: 在编辑部工作流程中, 稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定, 且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式(包括网络呈现版式)排版后的稿件, 可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定; 学术研究成果具有创新性、科学性和先进性, 符合编辑部对刊文的录用要求, 不存在学术不端行为及其他侵权行为; 稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准, 正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性, 录用定稿一经发布, 不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容, 只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认: 纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊(光盘版)》电子杂志社有限公司签约, 在《中国学术期刊(网络版)》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版, 以单篇或整期出版形式, 在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊(网络版)》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物(ISSN 2096-4188, CN 11-6037/Z), 所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

异步电机无传感器矢量控制极低速 与零速性能研究

吕英俊, 刘卓伟, 苏涛*, 黄旭, 苏学成

(山东科技大学电气与自动化工程学院, 山东省 青岛市 266590)

Research of Sensorless Vector Control Performance for Induction Motor at Very Low-speed and Zero-speed

LÜ Yingjun, LIU Zhuowei, SU Tao*, HUANG Xu, SU Xuecheng

(College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology,
Qingdao 266590, Shandong Province, China)

ABSTRACT: In the speed-sensorless induction motor (IM) drive system adopting the adaptive full-order observe (AFO) method, the capability of drive is poor at low-speed range. To solve the problem, a novel method based on the principle of minimum magnetizing current error was proposed, and the feedback gains were designed accordingly. On the basis, the magnetizing current error was used in the speed adaptive law and then suitable weighting factor was introduced, and enhanced speed adaptive law. Thus, the magnetizing current error was minimized by a new algorithm combining the above two. The method aims to reduce the flux linkage error by reducing the magnetizing current error, thereby ensuring the constant magnetic flux of IM in the full speed range, and solving the problem of weak load capacity and reduced speed accuracy at very low-speed and zero-speed conditions. The feasibility of the proposed scheme was verified by the experimental results of 2.2 kW induction motor platforms. Experimental results show that the proposed algorithm can achieve good performance under the condition of 15r/min to 3r/min and zero-speed with rated load, which is quite practical.

KEY WORDS: adaptive full-order observer; magnetizing current error; speed adaptation rate; stability analysis; speed-sensorless; induction motor

摘要: 基于转速自适应全阶观测器的异步电机无速度传感器矢量控制算法, 针对其在低速状态下驱动性能差的问题, 文中提出一种新的基于最小励磁电流误差原则的设计理念, 据此设计出改进的反馈增益矩阵; 在此基础上, 设计出改进的转速自适应律, 引入励磁电流误差, 并在该误差项中引入合适的权系数(或称修正因子), 强化转速自适应律。通过两者相结合的新算法, 实现励磁电流误差最小。本方法的特点是通过减小励磁电流误差来减小磁链误差,

从而保证电机磁通量在全速范围内的恒定不变, 以解决极低速及零速情况下转速精度下降和带载能力减弱的问题。通过在 2.2kW 的异步电机实验平台上的实验验证, 表明提出的算法能实现系统在 15~3r/min 及零速带额定负载情况下, 具有良好的运行性能, 颇具实用性。

关键词: 全阶自适应观测器; 励磁电流误差; 转速自适应律; 稳定性分析; 无速度传感器; 异步电机

0 引言

近几年来, 异步电机无速度传感器控制因其具有维护成本低、结构简单及系统鲁棒性强的优势, 在工业生产中得到了广泛应用。无速度传感器控制主要分为两种方法: 一种是基于信号注入的方法^[1], 会引起转矩脉动, 通常不用于工业生产中; 另一种是基于电机基波模型的方法^[2-8], 尤以全阶自适应观测器^[9-13]受到广泛关注。

针对全阶自适应观测器, 当电机运行在低速区域时, 会出现转速精度下降、带载能力减弱, 甚至系统不能稳定运行等共性问题。其主要原因是电机运行在该区域时, 逆变器非线性电压误差以及定子电阻压降的影响显著增大, 使得磁链估计与转速估计误差增大, 造成逆变器非线性电压误差的原因主要包括 IGBT 开关过程(死区时间、IGBT 导通关断延迟及 IGBT 导通压降)、电机参数误差^[14]。

近年来, 针对逆变器非线性电压误差问题众多学者提出了很多方法。文献[15]提出定子电阻在线辨识的方法, 减小长时间运行电机参数的影响。文献[16]考虑了死区时间的影响, 提出了死

区补偿的方法;文献[17]着重研究 IGBT 开关过程对逆变器非线性电压误差的影响,建立补偿模块,却未考虑其他相关因素的影响;文献[14]利用梯形电压补偿逆变器非线性电压误差;文献[18]对逆变器非线性电压误差进行离线识别,之后以存储查表的方式进行补偿。

在全阶自适应观测器中,很多学者也已经提出了众多改进的方法以降低逆变器非线性电压误差对转速的影响。文献[13]在转速自适应律中考虑磁链误差项,是当时该领域很好的研究成果;但没有对反馈矩阵进行分析;文献[19]则通过将鲁棒性理论引入到全阶自适应观测器中,提升转速、磁链的估计性能以及鲁棒性;文献[20]通过设计误差反馈矩阵减小磁链误差,但是在零速附近并没有取得理想的效果;文献[21]则是通过逆变器非线性电压误差补偿与全阶观测器中的反馈增益矩阵相结合的方法。

综上所述，逆变器非线性电压误差及定子电阻压降是造成低速一系列问题的重要因素，这是因为逆变器非线性电压误差以及定子电阻压降的影响使电机磁通量减小，无法保持电机磁通量恒定，从而影响转速精度下降以及带载能力不足。针对上述问题，本文通过对异步电机全阶自适应观测器数学模型及其物理概念的深入分析，认为逆变器非线性电压误差对磁链与转速观测精度的影响主要体现为对 d 轴电流分量 i_{sd} 的影响。所以，确保 i_{sd} 的稳态精度和良好的动态特性是确保电机磁通量恒定不变的关键。基于此思路，提出一种改进的反馈增益矩阵与改进的转速自适应律相结合的控制算法。该算法通过改进的反馈增益矩阵来减小 d 轴电流误差，确保磁通量恒定，进而提高转速精度；在改进的反馈矩阵的基础上，改进传统的转速自适应律，即在传统自适应律中引入 d 轴电流误差项，并在该项中引入修正因子(或称权系数)以确保 i_{sd} 的稳态精度和强化自适应律的功能。采用该改进算法，在本实验室的 2.2kW 异步电机对拖实验平台上验证该算法的有效性：实现了系统在 15~3 r/min 和零速下带额定负载稳定运行，具有良好的运行性能。

1 异步电机及全阶自适应观测器模型

选取定子电流、转子磁链作为状态变量，在旋转坐标系下建立感应电机的数学模型为：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11} & \omega_e & a_{12} & b\omega_r \\ -\omega_e & a_{11} & -b\omega_r & a_{12} \\ a_{21} & 0 & a_{22} & \omega_e - \omega_r \\ 0 & a_{21} & -(\omega_e - \omega_r) & a_{22} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} d & 0 \\ 0 & d \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

输出方程:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathcal{C}} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, $a_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)$; $a_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}$;

$$b = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} ; \quad a_{21} = \frac{L_m}{T_r} ; \quad a_{22} = -\frac{1}{T_r} ; \quad d = \frac{1}{\sigma L_s} ;$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; \sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}; R_s、R_r \text{ 为定、转子电}$$

阻; L_s 、 L_r 、 L_m 分别为定、转子电感和互感; σ 为漏感系数; T_r 为转子时间常数; ω_r 为转子角速度; ω_s 为同步角速度; ω_e 为转差角速度。

根据式(1)和(2)所示的电机状态方程, 得出相应的全阶观测器模型为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Bu_s + G(\hat{i}_s - i_s) \\ \hat{i}_s = C\hat{x} \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中, 上标 “^” 代表观测值; 状态变量 $\mathbf{x} = [\hat{\mathbf{i}}_{\mathrm{s}} \quad \hat{\omega}_{\mathrm{r}}]^{\mathrm{T}}$; \mathbf{G} 为观测器的反馈增益矩阵。通过反馈增益矩阵 \mathbf{G} 可以提高观测器性能。全阶自适应观测器结构框图如图 1 所示。该模型由全阶观测器与转速自适应律组成。本文将分别对反馈增益矩阵 \mathbf{G} 以及转速自适应律进行分析与研究。

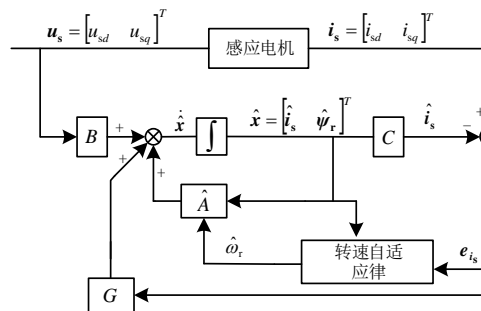


图 1 全阶自适应观测器

Fig.1 Full-order adaptive observer

根据观测器误差方程及李雅普诺夫稳定性定理, 可得到静止坐标系下的转速自适应律^[12]为:

$$p\hat{\omega}_r = K_1(e_{i_{s\alpha}}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}}\hat{\psi}_{r\alpha}) + K_2(e_{\psi_{r\alpha}}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{\psi_{r\beta}}\hat{\psi}_{r\alpha}) \quad (4)$$

式中 p 为微分因子。

对于式(4), 由于通常无法得到实际磁链的大小, 故假设实际磁链的大小与观测值相同, 即忽略式(4)中的第 2 项。在此基础上, 采用 PI 调节器来满足转速辨识的快速性, 于是, 式(4)成为式(5)的形式, 即所谓传统转速自适应律:

$$\hat{\omega}_r = (K_p + \frac{K_i}{s})(e_{i_{s\alpha}}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}}\hat{\psi}_{r\alpha}) \quad (5)$$

根据式(5), 在同步旋转坐标系下的转速自适应律为:

$$\hat{\omega}_r = (K_p + \frac{K_i}{s})(e_{i_{sd}}\hat{\psi}_{rq} - e_{i_{sq}}\hat{\psi}_{rd}) \quad (6)$$

式中: $e_{i_{sd}} = i_{sd} - \hat{i}_{sd}$; $e_{i_{sq}} = i_{sq} - \hat{i}_{sq}$ 。

需要指出, 从全局观点和严格意义上看, 假定式(4)中实际磁链的大小与观测值相同是不合理的, 这样假设肯定会带来误差; 但由于在中高速区域, 这种假设带来的误差对系统性能的影响较小甚至可以忽略不计, 所以在很多实际系统中得到应用; 但是在低速区域采用这种假设, 会给转速观测带来较大的误差, 导致系统无法稳定运行, 所以不能做此假设。鉴于此, 本文提出一种改进的反馈增益矩阵与改进的转速自适应律相结合的控制算法。其目标是在低速区域仍能够确保 i_{sd} 具有优良的稳态精度和动态特性。从而保证在低速区域的实际磁链大小与观测值的误差最小甚至为零, 达到磁链全局恒定的目的。

2 算法稳定性分析

2.1 全范围稳定性分析与反馈矩阵设计

根据电机状态方程(1)、(2)和全阶观测器式(3), 得到观测器的估算误差方程:

$$\begin{cases} \dot{e}_i = (A_{11} - G_1)e_i + A_{12}e_{\psi_r} - (\omega_r - \hat{\omega}_r)cJ\hat{\psi}_r \\ \dot{e}_{\psi_r} = (A_{21} - G_2)e_i + A_{22}e_{\psi_r} + (\omega_r - \hat{\omega}_r)J\hat{\psi}_r \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\dot{e}_i = [\dot{i}_{sd} - \hat{i}_{sd} \quad \dot{i}_{sq} - \hat{i}_{sq}]^T$, $\hat{\psi}_r = [\hat{\psi}_{rd} \quad \hat{\psi}_{rq}]^T$, $\dot{e}_{\psi_r} = [\dot{\psi}_{rd} - \hat{\psi}_{rd} \quad \dot{\psi}_{rq} - \hat{\psi}_{rq}]^T$, $A_{12} = -\frac{1}{ba_{22}}I - \omega_r bJ$,

$$A_{11} = a_{11}I - \omega_e J, A_{22} = a_{22}I + (\omega_r - \omega_e)J, A_{21} = a_{21}I, G_1 = g_1I + g_2J, G_2 = g_3I + g_4J,$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}。$$

其中, $G = [G_1 \quad G_2]^T = \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 & g_3 & -g_4 \\ g_2 & g_1 & g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T$ 为

反馈增益矩阵, 而反馈矩阵中的 g_1 、 g_2 、 g_3 、 g_4 是电流和磁链观测器的增益^[6], 它们的取值由具体采用的设计原则确定^[22]。

则根据式(7), 可得在同步旋转坐标下, 转速估测误差与电流估测误差之间的关系式为:

$$\begin{cases} e_{i_{sq}} = G_q(s)(\omega_r - \hat{\omega}_r)\hat{\psi}_{rd} \\ e_{i_{sd}} = G_d(s)(\omega_r - \hat{\omega}_r)\hat{\psi}_{rd} \end{cases} \quad (8)$$

其中,

$$\begin{cases} G_q(s) = b \frac{s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0}{A(s)^2 + B(s)^2} \hat{\psi}_{rd} \\ G_d(s) = -b \frac{d_2s^2 + d_1s - d_0}{A(s)^2 + B(s)^2} \hat{\psi}_{rd} \end{cases} \quad (9)$$

式(9)中, $A(s) = s^2 + xs + m - \omega_e^2 - \omega_e y$,

$$B(s) = s(y + 2\omega_e) + n + \omega_e x,$$

$$q_2 = x, q_1 = m + \omega_e^2, q_0 = n\omega_e + \omega_e^2 x,$$

$$d_0 = m\omega_e - \omega_e^3 - \omega_e^2 y, d_1 = n, d_2 = y + \omega_e,$$

$$x = -a_{11} - a_{22} - g_1, y = -g_2 - \hat{\omega}_r,$$

$$m = -(R_s d - g_1 - g_3 b)a_{22} + (-g_2 - g_4 b)\hat{\omega}_r,$$

$$n = (g_2 + g_4 b)a_{22} - (R_s d - g_1 - g_3 b)\hat{\omega}_r。$$

对于磁链的估测, 在稳态情况下, 一般认为 $\hat{\psi}_{rd} = \hat{\psi}_r = \hat{\psi}_r^*$, $\hat{\psi}_{rq} = 0$ 。故式(6)中只剩下 q 轴的电流误差参与转速的估测, 可以得到转速自适应律为:

$$\hat{\omega}_r = -(K_p + \frac{K_i}{s})e_{i_{sq}}\hat{\psi}_{rd} \quad (10)$$

从而进一步得出在旋转坐标系下, 电机定子电流与转速估算误差传递函数框图, 如图 2 所示。

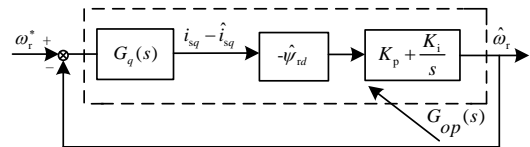


图 2 定子电流与转速估算误差结构图

Fig.2 Schematic diagram of estimation error of stator current and speed

根据式(10)与图(2)可推导出转速误差与 q 轴的电流误差之间的开环传递函数为:

$$G_{op}(s) = -(K_p + \frac{K_i}{s})G_q(s)\hat{\psi}_{rd} \quad (11)$$

为满足估计转速的全范围稳定性, 需要满足转速误差与 q 轴的电流误差之间的开环传递函数的所有零点、极点全部位于 s 平面的左半平面上。

根据劳斯判据, 满足线性稳定的充要条件是劳斯表中的首列项均大于零。可根据式(9)中的 $G_q(s)$ 与式(11), 列出相应的劳斯表, 如表 1 所示。

表 1 劳斯表
Tab. 1 Routh Table

s^3	s^2	s^1	s^0
1	q_2	$q_1 - \frac{q_0}{q_2}$	q_0
q_1	q_0	0	0

则根据劳斯表, 可以得出保证估计转速全局稳定的充要条件为:

$$\begin{cases} x > 0 \\ xm - n\omega_e > 0 \\ n\omega_e + \omega_e^2 x > 0 \end{cases} \quad (12)$$

进一步可得:

$$\begin{cases} x > 0 \\ m > 0 \\ n = 0 \end{cases} \quad (13)$$

根据条件 $n=0$, 可得:

$$g_2 = \frac{(R_s d - g_1 - g_3 b) \hat{\omega}_r}{a_{22}} - g_4 b \quad (14)$$

根据条件 $x > 0$, 可得:

$$g_1 < -a_{11} - a_{22} \quad (15)$$

根据条件 $m > 0$, 可得:

$$-(R_s d - g_1 - g_3 b) a_{22} + (-g_2 - g_4 b) \hat{\omega}_r > 0 \quad (16)$$

考虑到上述分析是基于传统的转速自适应律式(10), 而它仅能通过 q 轴电流观测误差 $e_{i_{sq}}$ 参与转速的观测, 却未能考虑更重要因素: 低速时逆变器非线性电压误差以及定子电阻压降的占比显著增大, 使得励磁电流 i_{sd} 减小, 即电机磁通量减弱, 从而导致电机在低速运行时转速估测误差较大, 带载能力下降。鉴于此, 显然应从不忽略磁链误差入手, 达到保持定子磁链恒定的目的; 也即从考虑如何减小或消除 d 轴电流误差 $e_{i_{sd}}$ 入手, 以减小或消除 $e_{i_{sd}}$ 对转速估测精度的影响, 保证励磁电流 i_{sd} 的稳定值恒定。

为此, 针对出现的 d 轴电流误差 $e_{i_{sd}}$, 如在“引言”中所述, 基于系统的稳定性条件, 改进误差反馈矩阵的设计, 即在设计和确定误差反馈矩阵系数时, 将其与电机参数及影响系统性能的诸多因素直接联系起来, 从而能够通过调节这些系数 g_1 、 g_2 使电流观测误差 $e_{i_{sd}}$ 趋近于零。在电机参

数准确的情况下, 构造 d 轴电流观测误差方程为:

$$\begin{aligned} p e_{i_{sd}} &= a_{11} e_{i_{sd}} + a_{12} e_{\psi_{rd}} + (\hat{\omega}_e - \omega_e) i_{sq} + b \hat{\omega}_r e_{\psi_{rq}} + \\ &\hat{\omega}_e e_{i_{sq}} + b(\omega_r - \hat{\omega}_r) \psi_{rq} + g_1 e_{i_{sd}} - g_2 e_{i_{sq}} \end{aligned} \quad (17)$$

定义李雅普诺夫函数为:

$$V = \frac{1}{2} e_{i_{sd}}^2 \quad (18)$$

对式(18)两边求微分, 得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{e}_{i_{sd}} e_{i_{sd}} = e_{i_{sd}} (a_{11} e_{i_{sd}} + a_{12} e_{\psi_{rd}} + (\hat{\omega}_e - \omega_e) i_{sq} + \\ &(\hat{\omega}_e - g_2) e_{i_{sq}} + b \hat{\omega}_r e_{\psi_{rq}} + b(\omega_r - \hat{\omega}_r) \psi_{rq} + g_1 e_{i_{sd}}) \end{aligned} \quad (19)$$

在实际的应用中, 由于转子磁链无法测量, 则可根据以下条件化简式(19)。

1) 由于采用电机转子定向的原因, $\hat{\psi}_{rq} = 0$, ψ_{rq} 真实值也极小又无法测量, 故可忽略 ψ_{rq} , 近似的认为 $e_{\psi_{rq}} = 0$; 并且近似的认为 $\psi_{rd} \approx L_m i_{sd}$;

2) 根据式(10)分析, 当估计转速稳定时, $e_{i_{sq}} \approx 0$, 故可假定 $e_{i_{sq}} = 0$ 。

3) 由于改进设计的反馈增益矩阵保证了转速的全局稳定, 在稳定状态下, 速度估计误差 $\Delta\omega_r$ 是非常小的, 可以忽略不计, 因此可假定 $\Delta\omega_r = 0$ 。

上述假设虽有误差, 但因误差值很小甚至近于零, 均不影响分析结果的正确性, 故可根据上述条件, 进一步将式(19)化简为:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{e}_{i_{sd}} e_{i_{sd}} = e_{i_{sd}} (a_{11} e_{i_{sd}} + a_{12} e_{\psi_{rd}} + g_1 e_{i_{sd}}) \\ &= e_{i_{sd}}^2 (a_{11} + L_m a_{12} + g_1) \end{aligned} \quad (20)$$

根据李雅普诺夫稳定性第二方法, 如果 V 的导数负半定, 则 $e_{i_{sd}}$ 是渐进稳定的。因为 $e_{i_{sd}}^2 > 0$, 则只需满足:

$$(a_{11} + L_m a_{12} + g_1) < 0 \quad (21)$$

即进一步可以得到 g_1 的取值范围为:

$$g_1 < -a_{11} - L_m a_{12} = R_s d \quad (22)$$

根据式(22)的条件, 取 $g_1 = k R_s d$, g_1 与电机参数有关, k 为 g_1 的权系数, 调节 k 值可以调节 g_1 的数值大小, 改变全阶观测器的极点分布, 从而影响 d 轴电流误差。同时, 为满足转速的全局稳定性, 可根据式(14) — (16), 配置 $g_2 = \frac{R_s d - g_1}{a_{22}} \omega_r$, $g_3 = 0$, $g_4 = 0$ 。于是, 本文基于最小 d 轴电流误差原则设计新的改进的误差反馈矩阵如式(23)所示。

$$\begin{cases} g_1 = kR_s d, (k < 1) \\ g_2 = \frac{R_s d - g_1}{a_{22}} \omega_r \\ g_3 = 0 \\ g_4 = 0 \end{cases} \quad (23)$$

基于上式，低速运行时，感应电机与全阶观测器的极点分布与 k 关系的极点分布如图3所示。由图3知，随着 k 值的减小，电机极点不断地左移，误差收敛加快；但同时，极点虚部也不断增大，往往导致系统存在不稳定因素，出现失速现象。故需通过反复实验选取适宜的 k 值。本文根据所用的电机参数，选取 $k = -10$ ；且系统控制算法的实现采用双线性离散化方法。

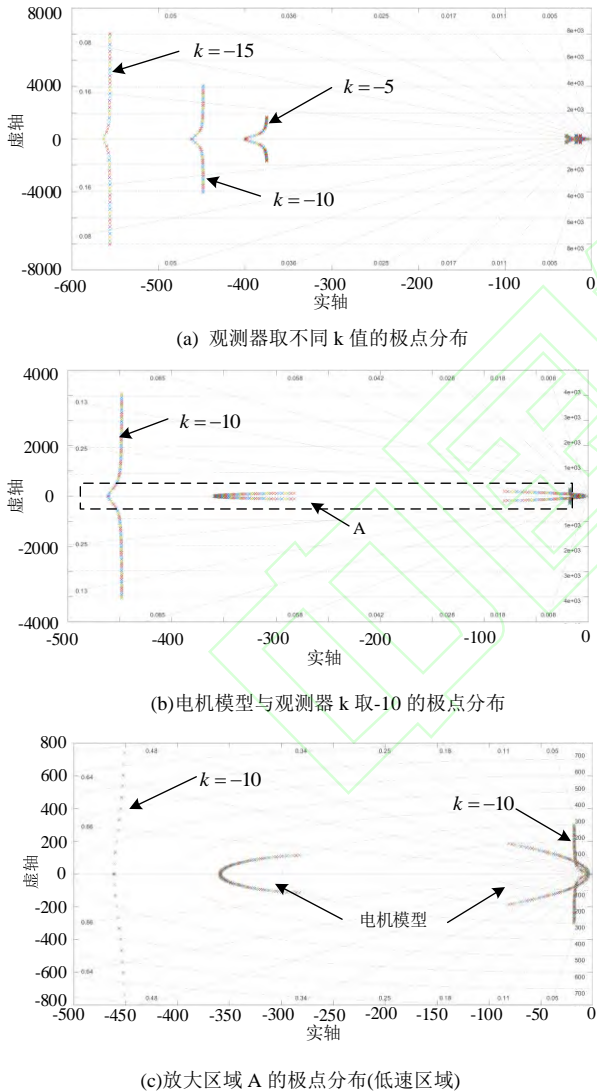


图3 感应电机与全阶观测器的极点分布

Fig.3 Pole placement of the induction motor and the proposed AFO

2.2 转速自适应律设计

根据式(6)、(10)及图2比较分析得知，传

统的转速自适应律中忽略了 d 轴电流误差 e_{isd} 。这一忽略，恰恰加剧了低速时磁链幅值变小及其不稳定性。因为越是低速，逆变器非线性电压误差以及定子电阻压降造成的负面影响越大，给磁链和转速估计带来更大误差，所以在改进的反馈矩阵的基础上，还必须改进传统的转速自适应律。为此，本文不仅在传统自适应律中引入 d 轴电流误差项以进一步的减小 d 轴电流误差；且在改进的转速自适应律中，随着转速的降低以及负载的提升，引入 d 轴电流误差的修正因子 N (或称权重系数)，强化对逆变器非线性电压误差补偿的适应性，以达到提高极低速及零速运行时的转速精度以及带载能力。

对式(1)中的 i_{sd} 、 ψ_{rd} 进行分析，可得：

$$\begin{cases} p i_{sd} = a_{11} i_{sd} + \omega_e i_{sq} + a_{12} \psi_{rd} + b \omega_r \psi_{rq} + d u_{sd} \\ p \hat{i}_{sd} = a_{11} \hat{i}_{sd} + \hat{\omega}_e \hat{i}_{sq} + a_{12} \hat{\psi}_{rd} + b \hat{\omega}_r \hat{\psi}_{rq} + d u_{sd} \end{cases} \quad (24)$$

将式(24)的两式相减可得：

$$p e_{isd} = a_{11} e_{isd} + a_{12} e_{\psi_{rd}} + (\hat{\omega}_e - \omega_e) i_{sq} + \hat{\omega}_e e_{isq} + b \hat{\omega}_r e_{\psi_{rq}} + b(\omega_r - \hat{\omega}_r) \psi_{rq} \quad (25)$$

电机在稳态情况下， $p e_{isd} \approx 0$ 。由于转子磁场间接定向 $\hat{\psi}_{rq} = 0$ ，由于无法得知电机磁链的真实值，忽略 ψ_{rq} ，且近似的认为 $\psi_{rd} \approx L_m i_{sd}$ ，忽略式(25)中的右边最后一项，即进一步化简式(25)，得到：

$$(a_{11} + L_m a_{12}) e_{isd} = -b \hat{\omega}_r e_{\psi_{rq}} - (\hat{\omega}_e - \omega_e) i_{sq} - \hat{\omega}_e e_{isq} \quad (26)$$

从式(26)中可以看出， d 轴电流误差 e_{isd} 与转速和磁链的乘积以及转速误差和转矩电流有关。根据式(10)分析，当估计转速稳定时， $e_{isq} \approx 0$ 忽略式(26)中的右边最后一项，得到：

$$(a_{11} + L_m a_{12}) e_{isd} = -b \hat{\omega}_r e_{\psi_{rq}} - (\hat{\omega}_e - \omega_e) i_{sq} \quad (27)$$

将式(4)变换到旋转坐标系下，且转子磁链直接定向，认为 $\hat{\psi}_{rq} = 0$ 。可以得到：

$$p \hat{\omega}_r = -K_1 e_{isd} \hat{\psi}_{rd} + K_2 e_{\psi_{rq}} \hat{\psi}_{rd} \quad (28)$$

与在传统自适应律中忽略了磁链误差项不同，式(27)中得到了 d 轴电流误差与磁链误差之间存在正相关，通过 d 轴电流误差可以得到磁链误差，且当 d 轴电流误差为零时，磁链误差也为零，故可以通过 d 轴电流误差代替式(28)中的第2项。则将转速自适应律改写为：

$$\hat{\omega}_r = (K_p + \frac{K_i}{s})(Ne_{i_{sd}} - e_{i_{sq}}\hat{\psi}_{rd}) \quad (29)$$

式中 N 为 d 轴电流误差项的修正因子或称权系数。

从式(29)可知, 估计转速不再只受转矩电流的影响, 也受磁链电流的影响。故当且仅当两者的误差同时收敛到零时, 才会使电机转速收敛到给定值。其传递函数如图 4 所示。

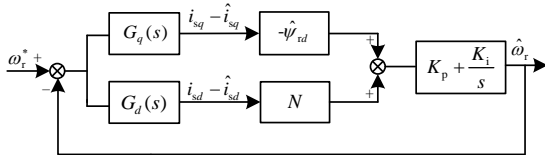


图 4 考虑 d 轴电流误差的估计转速传递函数
Fig.4 Estimation of speed function considering d -axis current error

由式(9)、(29)及图(4)建立转速误差与电流误差之间的传递函数:

$$G_0(s) = (G_q(s)\hat{\psi}_{rd} - NG_d(s)) = \frac{z_3s^3 + z_2s^2 + z_1s + z_0}{A(s)^2 + B(s)^2} \quad (30)$$

式(30)中, $z_3 = b\psi_{rd}^2$, $z_2 = bx\psi_{rd}^2 + bN(y + \omega_e)\psi_{rd}$,

$$z_1 = b(m + \omega_e^2)\psi_{rd}^2 + bNn\psi_{rd},$$

$$z_0 = b(n\omega_e + \omega_e^2x)\psi_{rd}^2 - bN(m\omega_e - \omega_e^3y - \omega_e^2y)\psi_{rd}.$$

根据劳斯判据, 当且仅当式(29)的所有零点全部位于左半平面, 满足转速全范围稳定性, 即:

$$\begin{cases} z_3 > 0, z_2 > 0, z_1 > 0, z_0 > 0 \\ z_1z_2 > z_0z_3 \end{cases} \quad (31)$$

基于式(31), 通过 Matlab 软件仿真分析在不同负载下 N 的取值对估计转速的影响, 如图 5 所示。图中阴影部分表示不能满足式(31)的约束条件, 即不能保证估计转速稳定; 白色部分为稳定区域, 可以保证 N 的取值能够使估计转速稳定。由前文分析知, 在低速, 尤其极低速以及零速时 d 轴电流误差较大, 对估计转速的影响较大; 而在中高速时基本无 d 轴电流误差, 对估计转速影响较小。所以在中高速忽略 d 轴电流误差的影响, 即令转速自适应律中的 d 轴电流误差修正因子 $N=0$; 关键问题是在极低速以及零速时引入 d 轴电流误差分量后, 应如何确定其修正因子 N 的范围。

通过图 5(a)~(d)对比分析得到, 随着负载的增大, 其取值范围越来越小, 如果设定适宜的修正因子 N 能满足在 100% 额定负载下保证估计转速稳定, 则该参数也能够在于 100% 额定负载

下保证估计转速稳定, 则根据图 5(d)确定 N 的变化规律为:

$$\begin{cases} N = \lambda\omega_e - 0.015(\omega_r - 3.14), & 0 \leq |\omega_r| \leq 6.28 \text{ rad/s} \\ N = 0, & |\omega_r| > 6.28 \text{ rad/s} \end{cases} \quad (32)$$

式中 λ 为正常数, 式(32)中的第 1 式是一直线, λ 为该直线的斜率, 而该式的第 2 项可让该直线的位置随着 ω_r 的变化而上下移动; 该式的作用是确保当直线穿过图 5(d)的白色区域时不触及阴影且又有一点余量。为此需要在反复实验中确定适宜的 λ 取值。本算法中 λ 取 0.03625。

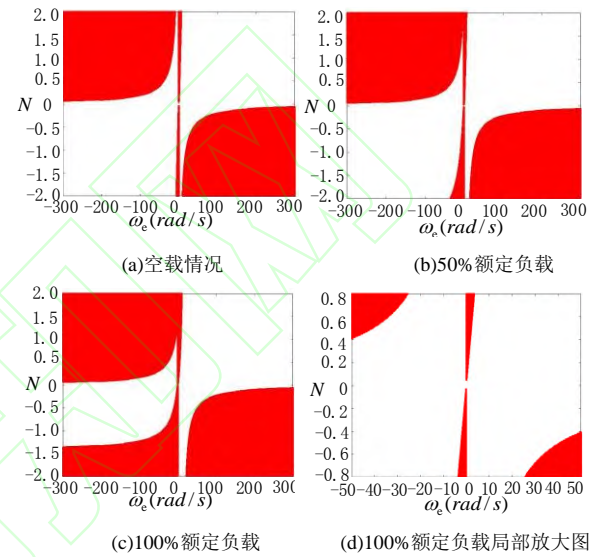


图 5 在不同的参数 N 与估计转速稳定性的关系

Fig.5 Relationship between the parameter N and the estimation of the stability of the rotational speed

3 实验验证与结果分析

本文采用的无速度传感器矢量控制的感应电机调速系统结构图如图 6 所示。为验证本文提出的改进算法的实验平台如图 7 所示。控制芯片采用 TMS320F2812, 开关频率选用 4 kHz; 电机参数如表 2 所示。

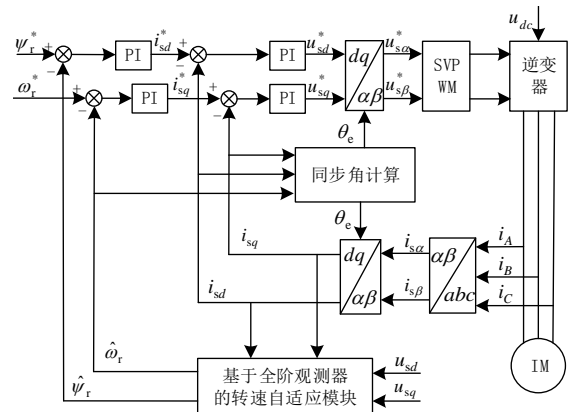


图 6 矢量控制系统结构框图

Fig.6 Schematic diagram of vector control system



图7 实验平台

Fig.7 Experiment platform

表2 异步电机参数

Tab.2 Parameters of Asynchronous motor

参数	数值	参数	数值
额定电压/V	380	定子电阻/ Ω	2.74
额定电流/A	5.2	转子电阻/ Ω	2.05
额定转速/(r/min)	1435	定子电感/H	0.260
额定功率/kW	2.2	转子电感/H	0.263
额定频率/Hz	50	励磁电感/H	0.255
额定转矩/N.m	14	极对数/p	2

3.1 验证误差反馈矩阵效果的实验

改进误差反馈矩阵的目的是为了减小 d 轴电流误差,以降低其对转速精度及其平稳性的影响。图8显示的就是给定转速为 15 r/min,带额定负载($T_L = 14N.m$)、均采用改进后的转速自适应律的情况下的实验波形,表明了前者未采用反馈矩阵与后者采用改进的反馈矩阵的性能—— d 轴电流误差和转速精度——对比。对于极低速区域其他转速和逆变器输出频率下较详细的系统性能的数据列于表3。表3所示电机的给定转速依次为 15r/min、12r/min、9r/min、6r/min、3r/min(相应于 0.5、0.4、0.3、0.2、0.1Hz)。

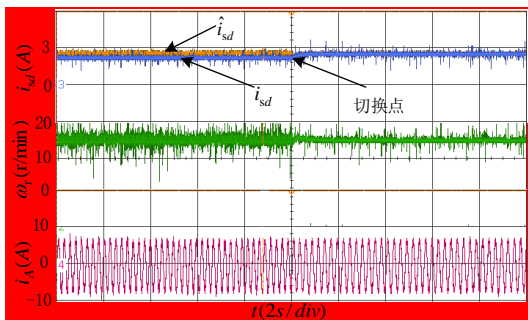
图8 d 轴电流误差对估计转速的影响Fig.8 Influence of d -axis current error on the estimated speed

表3 有无反馈矩阵系统性能对比

Tab.3 Performance comparison of system with or without feedback gains

给定 转速 (r/min)	无反馈矩阵			有反馈矩阵		
	实际 转速 (r/min)	i_{sd} (A)	\hat{i}_{sd} (A)	实际 转速 (r/min)	i_{sd} (A)	\hat{i}_{sd} (A)
15	13.55	2.4	2.8	14.75	2.7 5	2.8
12	9.45	2.4	2.8	12.57	2.7 5	2.8
9	3.5	2.3	2.8	9.63	2.7 5	2.8
6	-	2.2	2.8	6.52	2.7 5	2.8
3	-	2.2	2.8	3.56	2.7	2.8

由表3及图8可知,电机运行在额定转矩下,采用无误差反馈矩阵,随着转速的降低, d 轴电流误差变大,转速精度下降,转速抖动较大,当电机运行 6 r/min 以下时,电机不能正常运行。而采用改进的误差反馈矩阵后,电机在极低速区域运行下 d 轴电流误差 $e_{i_{sd}}$ 基本消除,转速误差小于 1r/min。显然,改进的误差反馈矩阵有效地减小了 d 轴电流误差 $e_{i_{sd}}$,保证了电机极低速区域运行时磁链恒定不变,使转速精度得到较大改善。

3.2 低速运行实验

验证该算法在低速区域转速的稳定性以及带载能力,电机给定转速依次为 30 r/min、90r/min、150 r/min,负载转矩为 $T_L = 14N.m$ 。实验结果如图9所示。

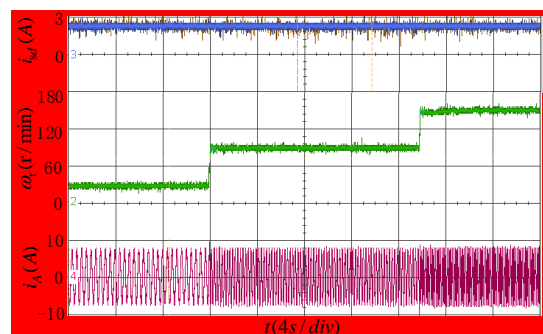


图9 低速满载运行实验

Fig.9 Operation at low speed with full load

3.3 极低速运行实验

3.3.1 空载运行实验

由于陪试电机和磁粉制动器的存在,此时图10显示的是负载为 $T_L \approx 1N.m$ 时,电机在极低给定转速 15r/min、12r/min、9r/min、6r/min(相应于 0.5、0.4、0.3、0.2Hz)的实验波形。

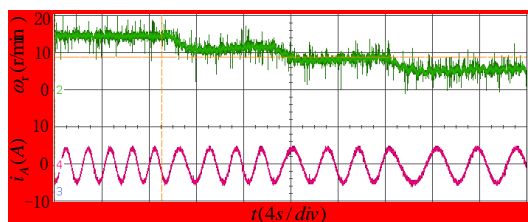


图 10 空载运行实验

Fig.10 Operation with no load

3.3.2 额定负载运行实验

图 11 为额定转矩($T_L = 14N.m$)时,电机在极低给定转速 15r/min、12r/min、9r/min、6r/min、3r/min(相应于 0.5、0.4、0.3、0.2、0.1Hz)的实验波形。

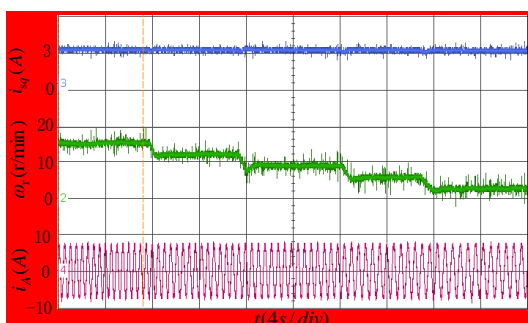


图 11 额定负载运行实验

Fig.11 Operation with rated load

3.4 额定转矩下正反转运行实验

图 12 显示额定转矩($T_L = 14N.m$)下,电机在给定转速 6r/min--6r/min-6r/min 时的正反转的实验波形。

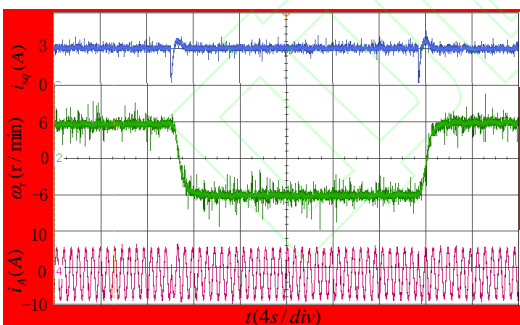


图 12 额定负载下正反转运行实验

Fig.12. Operation at speed reversal with rated load

3.5 额定转矩下零速运行实验

图 13 显示额定转矩($T_L = 14N.m$)下,给定转速从 15r/min-0r/min-15r/min 的实验波形。

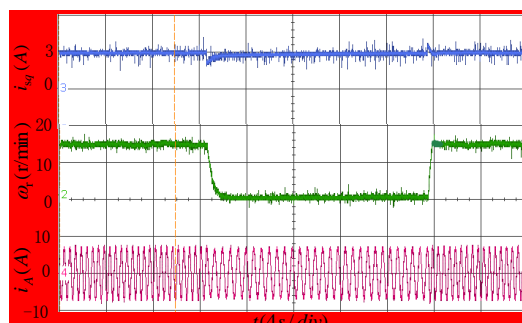


图 13 零速满载运行

Fig.13. Operation at zero speed with full load

综合分析上述实验结果知,电机在低速、极低速和零速区域(例如在 15~3r/min 和零速),不论电机处于轻载与额定负载下均能稳定运行,完全解决了低速时带载能力差的难题;额定负载时运行更平稳,而轻载时转速相对于满载稍显波动,但是依然能够稳定运行。值得指出,电机在额定转矩下零速运行时,定子电流频率并不为 0,也即逆变器输出电流频率不为零;这时定子电流频率近似等于电机的额定转差频率。上述结果,是由于改进的误差反馈矩阵和改进的转速自适应律作用,补偿或抵消了逆变器非线性电压误差,保证了在低速、极低速以及零速运行时,电机的磁通量基本恒定不变。

4 结论

本文主要创新点在于提出了基于最小 d 轴电流误差原则:将改进的误差反馈矩阵与改进的转速自适应律相结合构成了新的算法。本算法的优点:基于励磁电流误差 e_{isd} 最小原则而设计的改进的误差反馈矩阵和改进的转速自适应律中,包含了电机参数、系统运行参数 ω_r 、 ω_e 、 e_{isq} 和 e_{isd} ,尤其是包含了与这些参数相关的权系数(或修正因子),如式(23)、(29)、(32)所示,借此,可在系统运行中自动完成对逆变器非线性电压误差的补偿,从而有效地解决了极低速以及零速情况下转速精度下降和带载能力减弱的问题。从实验结果可知,该算法保证了在低速、极低速以及零速时电机的磁通量依然是恒定不变的,因而在低速、极低速及零速运行时能够带额定负载稳定运行,且能满足转速精度要求。

致 谢

本文中实验方案的制定和实验数据的测量记录工作是在深圳市伊力科电源有限公司的大力支持下完成的,在此向他(她)们表示衷心的感谢。项目开展初期,曾得到浙江大学吕征宇和姚文熙两位老师的亲切指导,在此也向他们表示衷心的感谢。

参考文献

- [1] Leppänen V M, Luomi J. Speed-sensorless induction machine control for zero speed and frequency[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(5): 1041-1047.
- [2] Zbede Y B, Gadoue S M, Atkinson D J. Model predictive MRAS estimator for sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3511-3521.
- [3] 张永昌, 杨海涛. 异步电机无速度传感器模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2422-2429.
Zhang Yongchang, Yang Haitao. Model predictive control for speed sensorless induction motor drive[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(15): 2422-2429 (in Chinese).
- [4] 孙宇新, 沈启康, 施凯, 等. 基于新型卡尔曼滤波器的无轴承异步电机无速度传感器控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2946-2955.
Sun Yuxin, Shen Qikang, Shi Kai, et al. Speed-sensorless control system of bearingless induction motor based on the novel extended Kalman Filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(13): 2946-2955 (in Chinese).
- [5] Pereira W C A, Oliveira C M R, Santana M P, et al. Improved sensorless vector control of induction motor using sliding mode observer[J]. IEEE Latin America Transactions, 2016, 14(7): 3110-3116.
- [6] Zaky M S, Metwally M K, Azazi H Z, et al. A new adaptive SMO for speed estimation of sensorless induction motor drives at zero and very low frequencies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 6901-6911.
- [7] Alsofyani I M, Idris N R N. Simple flux regulation for improving state estimation at very low and zero speed of a speed sensorless direct torque control of an induction motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 3027-3035.
- [8] Yuan Ren, Zhu Z Q, Liu Jiaming. Direct torque control of permanent-magnet synchronous machine drives with a simple duty ratio regulator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5249-5258.
- [9] Harnefors L, Hinkkanen M. Complete stability of reduced-order and full-order observers for sensorless IM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1319-1329.
- [10] Suwankawin S, Sangwongwanich S. Design strategy of an adaptive full-order observer for speed-sensorless induction-motor drives-tracking performance and stabilization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(1): 96-119.
- [11] 吴文进, 苏建徽, 刘鹏, 等. 感应电机全阶磁链观测器设计及其控制性能对比分析[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(4): 78-83.
Wu Wenjin, Su Jianhui, Liu Peng, et al. Design of full-order flux observer and comparison analysis for its control performance[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(4): 78-83 (in Chinese).
- [12] 年晓红, 丁荣军, 王坚, 等. 感应电机速度和电阻自适应辨识的 LMI 方法(英文)[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 126-135.
Nian Xiaohong, Ding Rongjun, Wang Jian, et al. An LMI approach with the adaptive observer for speed and resistances identification of IM drives(in English)[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(12): 126-135.
- [13] 陈伟, 于泳, 杨荣峰, 等. 异步电机自适应全阶观测器算法低速稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(36): 33-40.
Chen Wei, Yu Yong, Yang Rongfeng, et al. Low speed stability research of adaptive full-order observer for induction motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(36): 33-40 (in Chinese).
- [14] Park Y, Sul S K. Novel method utilizing trapezoidal voltage to compensate for inverter nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(12): 4837-4846.
- [15] 尹忠刚, 张延庆, 杜超, 等. 基于双辨识参数全阶自适应观测器的感应电机低速性能[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 111-121.
Yin Zhonggang, Zhang Yanqing, Du Chao, et al. Low-speed performance of sensorless vector control for induction motor based on two-parameter identified adaptive full-order observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 111-121 (in Chinese).
- [16] Hoshino T, Itoh J I. Output voltage correction for a voltage source type inverter of an induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9): 2440-2449.
- [17] 陈斌, 王婷, 吕征宇, 等. 电压型逆变器非线性分析及补偿[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 24-30.
Chen Bin, Wang Ting, Lü Zhengyu, et al. The analysis and compensation of voltage source inverter nonlinearity[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 24-30 (in Chinese).
- [18] Pellegrino G, Bojoi R I, Guglielmi P, et al. Accurate inverter error compensation and related self-commissioning scheme in sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(5): 1970-1978.
- [19] Yin Zhonggang, Zhang Yanqing, Du Chao, et al. Research on anti-error performance of speed and flux estimation for induction motors based on robust adaptive state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3499-3510.
- [20] Hinkkanen M, Luomi J. Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1127-1135.
- [21] Sun Wei, Gao Jie, Liu Xiaofeng, et al. Inverter nonlinear error compensation using feedback gains and self-tuning estimated current error in adaptive full-order observer[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(1): 472-482.
- [22] Chen Bin, Wang Ting, Lü Zhengyu, et al. Speed convergence rate-based feedback gains design of adaptive full-order observer in sensorless induction motor drives[J]. IET Electric Power Applications, 2014, 8(1): 13-22.

作者简介:

吕英俊(1970), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为控制理论与控制工程、检测技术与自动化装置, sdkdlyj@163.com;

刘卓伟(1993), 男, 硕士研究生, 研究方向为异步电机无速度传感器低速性能研究, liuzw026@163.com;

*通讯作者: 苏涛(1970), 男, 工程师, 研究方向为电力电子与电力传动技术, sdkdst@163.com。



Fig.4 Operation at zero speed with rated load