

基于自适应补偿的异步电机静止参数辨识方法

陈伟, 于泳, 徐殿国, 徐壮

(哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 黑龙江省 哈尔滨市 150001)

Parameters Estimation of Induction Motors at Standstill With Adaptive Nonlinearity Compensation

CHEN Wei, YU Yong, XU Dianguo, XU Zhuang

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

ABSTRACT: In the induction motors (IM) drive system, the control performance is highly dependent on the accuracy of the parameters of IM. In order to obtain the parameters of IM accurately, a parameter identification method at standstill was proposed. The nonlinearity of the inverter was taken into account and compensated adaptively to improve the estimation precision. In addition, the influence due to the magnetic hysteresis phenomenon when calculating the mutual inductance was also considered. The mutual inductance was estimated at the rated magnetizing level by superimposing a direct current into the traditional single phase alternating current. The feasibility of the proposed scheme was verified by the experimental results which show a high estimation accuracy of induction motor parameters.

KEY WORDS: parameters estimation; standstill state; nonlinearity; magnetic hysteresis; adaptive compensation; induction motor

摘要: 在异步电机调速系统中, 电机参数的精度直接影响着系统的控制性能。为了获得准确的电机参数, 提出了一种异步电机在静止状态下的参数辨识方法。采用了一种自适应的方法对器件的非线性进行补偿, 从而提高了算法的辨识精度和鲁棒性。考虑到电机的磁滞效应对电机互感的影响, 在传统单相交流实验的基础上叠加1个直流电流, 利用此直流电流先将电机磁场激励起来, 从而准确地辨识出电机在额定励磁情况下的互感值。最后实验证明了此方法可以准确辨识出电机的全部参数。

关键词: 参数辨识; 静止状态; 器件非线性; 磁滞效应; 自适应补偿; 异步电机

0 引言

近年来, 异步电机(induction motors, IM)调速

系统在工业场合应用非常广泛。在此系统中, 一般需要根据电机参数对各个控制器进行优化设计^[1], 并对电机磁链和转速进行观测^[2-3]。电机参数的精度直接影响着电机运行特性的优劣^[4]。传统的异步电机参数辨识方法是通过直流实验来辨识电机定子电阻, 通过空载实验来辨识互感, 通过堵转实验来获取转子电阻和定、转子漏感^[5]。然而, 这种方法在执行时有一定困难, 堵转实验中需要借助外力将电机轴固定, 空载实验中, 需将电机轴上负载和电机分离开, 但在电机已与负载耦合在一起的场合就无法辨识。因此, 有必要研究一种能在电机静止状态下辨识出其全部参数值的方法。

在基于脉宽调制(pulse width modulation, PWM)逆变器的调速系统中, 输出电压一般不使用电压传感器检测, 而是根据PWM占空比和直流母线电压重构得到, 作为其参考值。然而, 受死区时间和器件导通电压降的影响, 输出电压的参考值与其实际值之间存在误差。特别是在电机静止的状态下, 由于电机反电动势为零、定子电压很小, 此电压误差的影响将变得尤为严重。为了解决此问题, 有学者提出根据死区时间以及器件的开关特性参数对其进行补偿^[6]。然而, 由于器件的非线性, 对其进行精确地补偿有较大的难度, 并且对于不同的功率器件, 其开关特性参数不同, 因而此补偿方法的通用性差。

异步电机在通过单相正弦交流电流时, 磁链为脉动磁链。受电机磁滞效应的影响, 磁链为非正弦变化, 相应的电机互感也为非正弦变化。在这种情况下, 传统的单相交流实验辨识出的互感与实际值存在较大误差, 且互感的辨识结果不稳定^[7]。

电机静止参数辨识方法可分为时间域方法^[8-11]和频率域方法^[12-16]。由于频率域方法是根据电机的

基金项目: 国家自然科学基金项目(50777013)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50777013).

稳态响应来辨识参数,其辨识精度一般要比时间域方法高,而且频率域方法还可对电机的非线性特性(如集肤效应和磁滞效应等)进行分析和补偿。因此,频率域方法具有一定的优势。然而,目前这些频率域方法较复杂,在实际应用中有待一种实现简单和鲁棒性更高的方法。

本文将主要研究异步电机在静止状态下的参数辨识方法。针对电压型 PWM 逆变器结构,对器件的非线性问题提出一种自适应的补偿方法。此补偿方法无需功率器件的开关特性参数,且不用对死区效应进行补偿,使得算法的鲁棒性高。采用此方法对电压进行补偿后,辨识出的参数值精度高,同时考虑到电机磁滞效应的影响,通过在交流电流信号中注入不同大小的直流电流,辨识出电机在额定励磁情况下的互感值。最后通过实验对算法的有效性进行验证。

1 异步电机参数辨识模型

异步电机非对称 T 型等效电路模型如图 1 所示。图中, R_s 为定子电阻; R_r 为转子电阻; L_m 为互感; $L_{1\sigma}$ 为漏感; u_s 为电机相电压; i_s 为电机相电流; u_e 为电机励磁绕组两端电压。

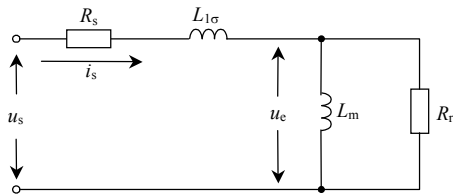


图 1 异步电机非对称 T 型等效电路

Fig. 1 Asymmetrical T type equivalent circuit of induction motor at standstill

本文所采用的参数辨识方法主要是基于图 2 所示的电压型逆变器结构。该方法可分为 4 个步骤: 1) 定子电阻辨识, 采用直流伏安法; 2) 漏感辨识; 3) 转子电阻辨识; 4) 互感辨识。其中漏感、转子电阻和互感均通过单相交流实验进行辨识。下面将对这 4 个步骤的实现方法分别进行详细分析。

2 定子电阻辨识方法

电机定子电阻通常采用直流伏安法测得, 通过电流控制技术, 在电机任意两相绕组之间通以低压直流电流, 同时保持第 3 相电流为 0。电压型 PWM 逆变器及异步电机如图 2 所示, 设置 T_2 、 T_3 、 T_4 和 T_5 为常开, T_6 常通, 而 T_1 采用 PWM 调制, 则在电机 AB 相间产生 1 个单向电压脉冲序列。此时, 电机内部不会产生旋转磁场, 电机将处于静止状

态。根据文献[6]可知, 无论电机定子绕组为星形接法还是三角形接法, 等效转换到图 1 所示的电路中, 定子电阻均为

$$R_s = U_T / (2I_T) \quad (1)$$

式中 U_T 、 I_T 分别为测量绕组上的直流电压和绕组中通过的直流电流。

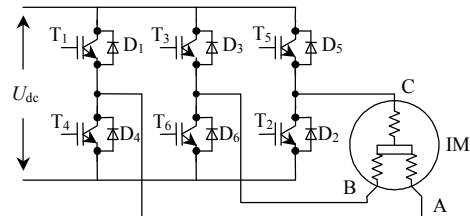


图 2 电压型 PWM 逆变器及异步电机

Fig. 2 Voltage source PWM-inverter and induction motor

由于器件的非线性, 加在电机绕组两端的实际电压值与逆变器的输出电压参考值存在误差。在 1 个 PWM 周期内的实际电压波形如图 3 所示。其中, U_{ab} 为电机 A 相和 B 相绕组间电压; T_s 为 1 个 PWM 周期。根据图 3 可知, 电机绕组两端的实际电压为

$$U_{\text{real}} = (U_{\text{dc}} - 2U_1)D' - (U_1 + U_D)(1 - D') \quad (2)$$

式中: U_{dc} 为直流母线电压; U_1 为绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)的饱和导通压降; U_D 为反并联二极管导通压降; D' 为实际占空比, 如果 PWM 脉宽给定值为 t , 则 $D' = (t + t_{d_{\text{off}}} - t_{d_{\text{on}}}) / T_s$, $t_{d_{\text{on}}}$ 为 IGBT 导通延迟时间, $t_{d_{\text{off}}}$ 为 IGBT 关断延迟时间。令 $D = t / T_s$, $\Delta D = (t_{d_{\text{off}}} - t_{d_{\text{on}}}) / T_s$, 并假设 U_1 近似等于 U_D , 则式(2)可简化为

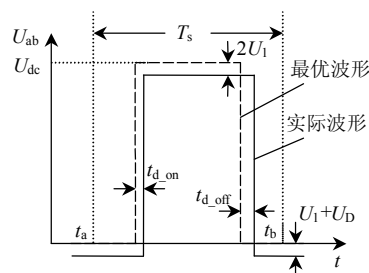


图 3 PWM 周期内实际电压波形

Fig. 3 Actual voltage waveforms concerning the nonlinearity of the system in the PWM period

$$U_{\text{real}} \approx U_{\text{dc}}D - (2U_1 - U_{\text{dc}}\Delta D) = U_{\text{dc}}D - \Delta U \quad (3)$$

式中 ΔU 为器件非线性引起的电压误差。

由于不同的功率器件其 U_1 、 $t_{d_{\text{off}}}$ 和 $t_{d_{\text{on}}}$ 参数不同, 如果直接根据器件的这些开关特性参数对输出电压进行补偿, 将导致算法的通用性变差。

通过注入 2 个不同大小的直流电流, 在稳态下有

$$\frac{U_{T1} - \Delta U}{I_{T1}} = \frac{U_{T2} - \Delta U}{I_{T2}} \quad (4)$$

式中: U_{T1} 和 U_{T2} 分别为 I_{T1} 和 I_{T2} 所对应的逆变器输出电压参考值。根据式(4)可计算出此电压误差为

$$\Delta U = \frac{U_{T1}I_{T2} - U_{T2}I_{T1}}{I_{T2} - I_{T1}} \quad (5)$$

将式(5)代入到式(3)中,对输出电压参考值进行补偿,即可得到输出电压的实际值。将此值代入到式(1)中可以计算出定子电阻,如果用几个不同的电流重复此过程,并取其平均值作为定子电阻值,可进一步提高定子电阻的辨识精度。

3 单相实验原理及电压误差分析

为了在辨识过程中使异步电机不产生旋转转矩,可通过单相交流实验来辨识电机漏感、转子电阻和互感。单相交流实验的控制原理框图如图4所示。图中, S_{ABC} 为电机 ABC 三相 PWM 驱动信号; U_{dc} 为直流母线电压; i_s^* 为电机相电流给定值; i_{sa} 为采样得到电机实际相电流; $u_{s\alpha}^*$ 和 $u_{s\beta}^*$ 分别为 α - β 静止坐标轴系下电压给定值的 α 和 β 轴分量; u_s^* 为重构出的电机相电压。

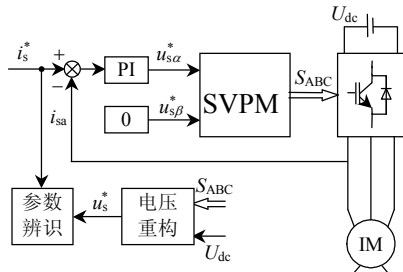


图4 单相交流实验控制原理

Fig. 4 Control diagram of the single-phase test

单相交流实验中,电机相电流通过PID调节器进行控制,其给定值为 $i_s^* = I_A \sin(\omega t)$ 。理想情况下,逆变器的输出电压为 $u_s^* = U_A \sin(\omega t + \theta)$ 。令电机 A 相和 B 相 PWM 占空比分别为 T_a 和 T_b 。则某一时刻的输出电压值可以根据当前的母线电压 U_{dc} 和 PWM 两相占空比差值 $(T_a - T_b)$ 重构出,即 $U_{dc}(T_a - T_b)$, 则相电压为 $U_{dc}(T_a - T_b)/2$ 。选择电流相位为零的时刻开始对电压采样,在 1 个电流周期内经快速傅里叶变换(fast Fourier transformation, FFT)计算得到输出电压基波的实部 U_{Re} 和虚部 U_{Im} , 如式(6)所示。

$$\begin{cases} U_{Re} = U_A \cos \theta = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{U_{dc}(T_a - T_b)}{2} \sin \omega t dt \\ U_{Im} = U_A \sin \theta = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} \frac{U_{dc}(T_a - T_b)}{2} \cos \omega t dt \end{cases} \quad (6)$$

式中 T_0 为输出电流基波周期, $T_0 = 2\pi/\omega$ 。

PWM 逆变器中,由于功率器件为非理想的开关器件,其开通和关断有一段动作时间 t_{d_on} 和 t_{d_off} 。为了防止上、下桥臂的直通,需加入一段死区时间 t_d 。功率器件开关延迟时间以及死区时间的存在,使得实际输出电压与参考电压存在一定的偏差。

误差电压、输出电压参考值以及实际输出电压的定性关系如图5所示。图中电压和电流的基准值分别为电机的额定电压和额定电流。假设载波频率非常高,即不包含电流在 1 个载波周期内过零的情况,在半个电流周期时间内,误差电压脉冲序列的平均值如式(7)所示。

$$\Delta U_{dt} = \frac{N}{2} U_{dc} \frac{T_d}{T_0/2} = f_c T_d U_{dc} \quad (7)$$

式中: N 为载波比, $N = f_c/f_0$; f_c 为载波频率; f_0 为输出电流的基波频率; T_0 为输出电流的基波周期;

$$T_d = t_{d_off} + t_{d_on} - t_{d_on}$$

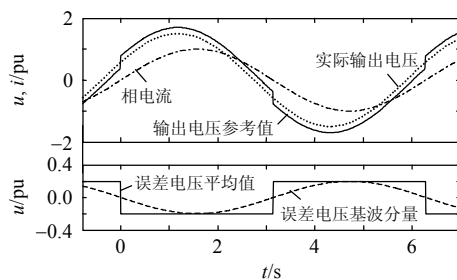


图5 死区时间对输出电压的影响

Fig. 5 Dead time effect on output voltage

根据式(7)可知,死区效应引起的输出电压误差与死区时间和开关频率成正比,与电流的极性有关,而与电流的大小无关。此误差电压为

$$u_{dt}(t) = \begin{cases} -\Delta U_{dt}, & i_s \geq 0 \\ \Delta U_{dt}, & i_s < 0 \end{cases} \quad (8)$$

由于死区效应的影响,经过PI调节输出电压参考值 u_s^* 为非正弦信号,为

$$u_s^* = U_A \sin(\omega t + \theta) - u_{dt}(t) \quad (9)$$

通过FFT运算,能有效滤除电压中的高频噪声成份,分解出 u_s^* 的实部和虚部,如式(10)所示。

$$\begin{cases} U_{Re} = U_A \cos \theta + \frac{4}{\pi} \Delta U_{dt} \\ U_{Im} = U_A \sin \theta \end{cases} \quad (10)$$

从式(10)可知,在输出电压参考值的实部中包含补偿电压分量,主要补偿因死区效应所引起的误差电压,而其虚部则与输出电压实际值的虚部相等,这一结果直接影响着后面参数辨识方法。

4 电感及转子电阻辨识方法

4.1 漏感辨识方法

根据图1可知,在电机定子绕组两端输入1个高频交流电流信号,使得 $\omega L_m \gg R_r$ 。从而励磁支路可忽略。此时电机输入阻抗为

$$Z \approx R_s + R_r + j\omega L_{1\sigma} \quad (11)$$

由于输出电压虚部不受死区效应的影响,因此漏感可直接根据下式计算得到

$$L_{1\sigma} = U_{lm} / (\omega I_A) \quad (12)$$

4.2 转子电阻辨识方法

辨识转子电阻时,为了降低集肤效应的影响,注入交流电流信号的频率不能太高。本文中交流电流信号频率取为电机的额定滑差频率。

由图1可知,根据前面辨识出的定子电阻和漏感,励磁电压可计算为

$$\bar{u}_e = U_{Re} - R_s I_A + j(U_{lm} - \omega L_{1\sigma} I_A) \quad (13)$$

而根据励磁电压 \bar{u}_e 和注入的定子电流 \bar{i}_s 可知,转子电流为

$$\bar{i}_r = \bar{i}_s \cos \alpha \quad (14)$$

式中 α 为 \bar{u}_e 与 \bar{i}_s 的夹角, $\alpha = \arctan \frac{U_{lm} - \omega L_{1\sigma} I_A}{U_{Re} - R_s I_A}$ 。

根据式(13)和(14)计算出转子电阻为

$$R_r = |\bar{u}_e| / |\bar{i}_r| \quad (15)$$

由于 U_{Re} 受死区效应的影响,与其实际值有一定误差,如式(10)所示。同理,如果根据式(7)和(10)对 U_{Re} 进行补偿,会导致算法通用性差。因此可以注入2个频率相同、幅值不同的交流信号计算出此误差电压,然后对其进行补偿。

$$\begin{cases} \frac{U_{Re1} - \Delta U_{comp}}{I_{A1}} = R_s + \frac{(\omega L_m)^2 R_r}{R_r^2 + (\omega L_m)^2} \\ \frac{U_{Re2} - \Delta U_{comp}}{I_{A2}} = R_s + \frac{(\omega L_m)^2 R_r}{R_r^2 + (\omega L_m)^2} \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)推导出此补偿电压为

$$\Delta U_{comp} = \frac{U_{Re1} I_{A2} - U_{Re2} I_{A1}}{I_{A2} - I_{A1}} \quad (17)$$

根据式(17)计算出的误差补偿电压对 U_{Re} 进行修正后,代入到式(13)、(14)中,最后根据式(15)计算出电机的转子电阻。

4.3 互感辨识方法

电机的互感大小与磁链的饱和程度有关,不同的磁链对应着不同的互感值。电机的磁链滞环原理

如图6所示,图中虚线为电机磁化曲线。当电机通入单相交流电流时,其磁链为脉动磁链。受磁滞效应的影响,此脉动磁链为非正弦(图6中非饱和磁滞回线),1个电流周期内互感不是常值,因此在传统的单相交流实验中,辨识出的互感值与实际值相差较大。采用传统的单相交流实验对互感连续辨识10次,辨识结果如图7所示。从图中可知,互感辨识结果不稳定,相对误差大。

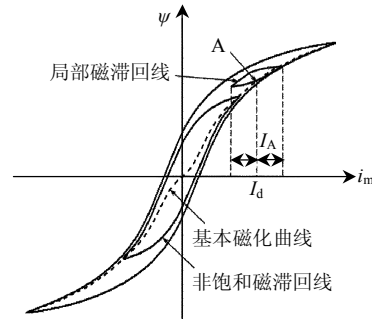


图6 电机磁滞环原理图

Fig. 6 Schematic magnetic hysteresis loop

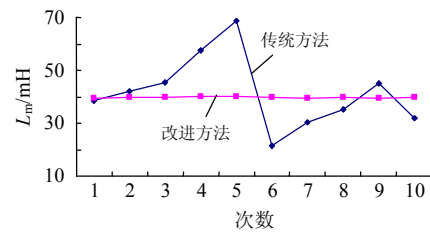


图7 互感辨识结果

Fig. 7 Estimated values of mutual inductance

为了解决这一问题,可先在电机中注入一直流电流 I_d ,激励起电机磁链,如图6中的A点。然后在此直流信号上叠加一幅值较小的交流电流信号(幅值为 I_A)。在1个电流周期内,电机磁链变化如图6中局部磁滞回线所示。通过电流、电压中的交流成份即可计算出电机在此磁饱和程度下的互感。

经过FFT运算后,产生直流电流 I_d 所需的直流电压将被滤掉,励磁电压仍如式(13)所示。此时计算互感为

$$L_{md} = |\bar{u}_e| / (\omega |\bar{i}_m|) \quad (18)$$

式中 $\bar{i}_m = \bar{i}_s \sin \alpha$, α 为 \bar{u}_e 与 \bar{i}_s 的夹角。

在叠加直流电流后, U_{lm} 仍与死区效应无关,等于实际电压值的虚部,而 U_{Re} 仍受死区效应的影响,与实际电压值的实部不一致,且此误差电压与注入直流电流的大小有关。因此不能采用转子电阻辨识过程中误差电压的补偿方法来对 U_{Re} 进行补偿,可以只采用电压虚部 U_{lm} 来计算。

$$U_{lm} = \omega L_{1\sigma} I_A + \frac{\omega L_m R_r^2 I_A}{R_r^2 + (\omega L_m)^2} \quad (19)$$

式(19)中包含有转子电阻 R_r ，为了不将转子电阻的辨识误差代入到互感中，在此处将 R_r 当未知量处理。为了计算互感 L_m ，至少需要 2 个方程对其进行求解。可选择在 2 个频率下，通过式(19)来辨识互感。

$$Z_{lm1} = \frac{U_{lm1}}{I_A} - \omega_1 L_{1\sigma} = \frac{\omega_1 L_m R_r^2}{R_r^2 + (\omega_1 L_m)^2} \quad (20)$$

$$Z_{lm2} = \frac{U_{lm2}}{I_A} - \omega_2 L_{1\sigma} = \frac{\omega_2 L_m R_r^2}{R_r^2 + (\omega_2 L_m)^2} \quad (21)$$

根据式(20)和(21)计算出的互感为

$$L_{md} = \frac{Z_{lm1} Z_{lm2} (\omega_2^2 - \omega_1^2)}{\omega_1 \omega_2 (Z_{lm2} \omega_2 - Z_{lm1} \omega_1)} \quad (22)$$

式(22)计算出来的互感为电机的动态电感，即电机磁化曲线在 A 点处的切线斜率^[13]。为获得电机的静态互感值，让 L_{md} 对 I_d 从零点电机额定励磁电流点 I_{me} 进行积分，得到电机额定励磁状态下的磁链，如式(23)所示。再根据电机磁链采用式(24)计算得到电机互感的静态值。

$$\psi(I_d) = \int_0^{I_{me}} L_{md} dI_d \quad (23)$$

$$L_m = \psi / I_d \quad (24)$$

根据电机铭牌参数，电机额定励磁电流 I_{me} 可由式(25)计算得到。

$$I_{te} \approx 41\,669.7 \frac{P_e f_e}{P U_e n_r} \quad (25)$$

$$I_{me} = \sqrt{I_e^2 - I_{te}^2} \quad (26)$$

式中： P_e 为额定功率，kW； f_e 为额定频率，Hz； P 为极对数； U_e 为额定电压，V； n_r 为额定转速，r/min。

采用以上方法辨识得到的电机互感值如图 7 所示。从图中可知，此方法辨识结果稳定，相对误差在 1.3% 以内，精度较高。

5 实验结果分析

通过 7.5 和 15 kW 异步电机对本文所提出辨识方法的有效性进行了验证。采用 STM32F103 ARM 芯片来实现控制算法，PWM 调制频率为 6 kHz。在单相交流实验中死区时间设置为 3.2 μ s。

参数辨识实验波形如图 8 所示。在辨识定子电阻时，连续注入直流电流的差值为 0.1 I_e 。计算 9 次取其平均作为定子电阻值。在辨识漏感的过程中，

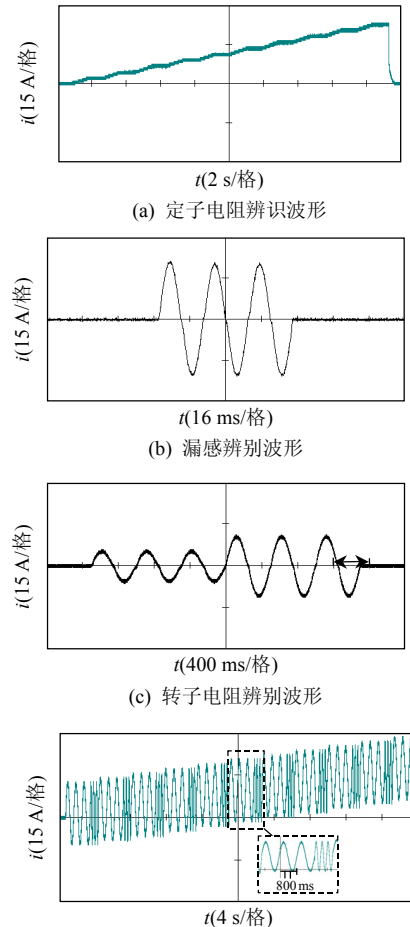


图 8 电机参数辨识实验波形(15 kW)

Fig. 8 Experimental waveforms of parameters estimation of induction motor (15 kW)

注入交流电流信号频率为电机的额定频率。为了保证在辨识时电机响应已进入稳态，此处连续注入 3 个电流周波，并在第 3 个电流周期内对重构电压进行相应的处理。在辨识互感实验中，注入的 2 个交流电流信号的频率在电机额定滑差频率附近选取即可，分别为 1.1 和 3.3 Hz。

电机铭牌参数和参数辨识结果见表 1—4。其中，表 1、2 为未加非线性补偿时的辨识结果；表 3、4 为采用非线性补偿之后的辨识结果。表中电机参数的真实值由电机厂商提供。在直流伏安实验中，死区时间设置为 0。误差主要来源于器件的导通压

表 1 补偿前电机参数辨识结果(7.5 kW)

Tab. 1 Estimated parameters of the tested induction motor without adaptive nonlinearity compensation(7.5 kW)

参数	数值	参数	真实值	辨识值	误差/%
P_e /kW	7.5	R_s / Ω	0.563	0.6516	15.70
U_e /V	380	R_r / Ω	0.383	1.193	211.50
I_e /A	15.4	$L_{1\sigma}$ /mH	6.45	6.48	0.47
n_e /(r/min)	1 440	L_m /mH	98.56	1039.3	954.50

表 2 补偿前电机参数辨识结果(15kW)

Tab. 2 Estimated parameters of the tested induction motor without adaptive nonlinearity compensation (15kW)

参数	数值	参数	真实值	辨识值	误差/%
P_e/kW	15	R_s/Ω	0.318	0.374	17.60
U_e/V	380	R_r/Ω	0.538	0.722	34.20
I_e/A	35	$L_{1\sigma}/\text{mH}$	3.02	3.03	0.33
$n_e/(\text{r}/\text{min})$	962	L_m/mH	40.14	128.4	219.88

表 3 补偿后电机参数辨识结果(7.5kW)

Tab. 3 Estimated parameters of the tested induction motor with adaptive nonlinearity compensation (7.5kW)

参数	数值	参数	真实值	辨识值	误差/%
P_e/kW	7.5	R_s/Ω	0.563	0.5766	2.40
U_e/V	380	R_r/Ω	0.383	0.3944	2.97
I_e/A	15.4	$L_{1\sigma}/\text{mH}$	6.45	6.49	0.62
$n_e/(\text{r}/\text{min})$	1 440	L_m/mH	98.56	97.17	1.40

表 4 补偿后电机参数辨识结果(15kW)

Tab. 4 Estimated parameters of the tested induction motor with adaptive nonlinearity compensation (15kW)

参数	数值	参数	真实值	辨识值	误差/%
P_e/kW	15	R_s/Ω	0.318	0.3294	3.58
U_e/V	380	R_r/Ω	0.538	0.5504	2.30
I_e/A	35	$L_{1\sigma}/\text{mH}$	3.02	3.0	0.66
$n_e/(\text{r}/\text{min})$	962	L_m/mH	40.14	39.613	1.30

降以及开关延迟时间。从表 1、2 可知，如果不对其进行补偿，定子电阻辨识误差会达到 15%左右。而采用文中方法对其补偿后，辨识误差在 2% 左右，精度明显提高。漏感的辨识不受死区时间以及器件非线性影响，其辨识过程无需对误差电压进行补偿。在单相交流实验中，为防止桥臂直通，死区时间设置为 3.2 μs 。由于输出电压本身很小，死区时间的加入对输出电压的影响非常大，如果不对其进行补偿，转子电阻和互感辨识误差非常大。

采用自适应补偿算法对误差电压进行补偿后，从表 3、4 的辨识结果可知，15kW 电机的定子电阻辨识误差较大，这主要是由电源线电阻以及接线端子的接触电阻所引起。而电机的其他参数误差平均在 3%以内。由此可知，此辨识方法精度高，完全能满足矢量控制的要求。

6 结论

本文提出了一种异步电机静止参数辨识方法，在电机静止状态下辨识出电机的全部参数，无需将

电机与负载脱开。考虑到异步电机磁滞效应对互感辨识结果的影响，通过注入 1 个直流电流将电机磁链建立起来之后，再对互感进行辨识，使得辨识的互感值更接近电机额定励磁下的互感真实值。针对死区效应引起的电压误差对辨识精度的影响，根据每个参数辨识方法的不同，分别采用了一种自适应的补偿方法对误差进行补偿，使得辨识精度得到大幅提升，且算法的通用性强。

致 谢

本文实验方案的制定和实验数据的测量记录是在上海新格林纳新时达电机有限公司的大力支持下完成，在此表示衷心感谢。

参考文献

[1] Fernando B, Degner M W, Lorenz R D. Analysis and design of current regulators using complex vectors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3): 817-825.

[2] 邹旭东, 朱鹏程, 康勇, 等. 基于电压解耦原理的感应电机无速度传感器矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(14): 98-102.

Zou Xudong, Zhu Pengcheng, Kang Yong, et al. Speed sensorless for vector control of induction motor with voltage decoupling control principle[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(14): 98-102(in Chinese).

[3] 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).

[4] Toliyat H A, Emil L, Mona R. A review of RFO induction motor parameter estimation techniques[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(2): 271-283.

[5] 汤蕴璆, 罗应立, 梁艳萍. 电机学[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008: 185-187.

Tang Yunqiu, Luo Yingli, Liang Yanping. Electric machinery[M]. Beijing: China Machine Press, 2008: 185-187(in Chinese).

[6] 刘宏鑫, 张科孟, 王玉雷. 异步电机参数辨识方法, 中国: 01130041.8[P]. 2002.

Liu Hongxin, Zhang Kemeng, Wang Yulei. Parameters estimation method of induction motor: China, 01130041.8[P]. 2002(in Chinese).

[7] Bunte A, Grotstollen H. Parameter identification of an inverter-fed induction motor at standstill with a correlation method[C]//5th European Conference on Power

- Electronics and Applications. Brighton, UK: EPE, 1993: 97-102.
- [8] Seok J K, Moon S I, Sul S K. Induction machine parameter identification using PWM inverter at standstill [J]. IEEE Transactions Energy Conversion, 1997, 12(2): 127-132.
- [9] Rasmussen H, Knudsen M, Tonnes M. Parameter estimation of inverter and motor model at standstill using measured currents only[C]//Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Warsaw, Poland: IEEE, 1996: 331-336.
- [10] Moon S I, Keyhani A. Estimation of induction machine parameters from standstill time-domain data[J]. IEEE Transactions Industry Applications, 1994, 30(6): 1609-1615.
- [11] Jacobina C B, Filho C, Lima N. Estimating the parameters of induction machines at standstill[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2002, 17(1): 85-89.
- [12] Kerkman R, Thunes J D, Rowan T M, et al. A frequency-based determination of transient inductance and rotor resistance for field commissioning purposed [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(3): 577-584.
- [13] Ganji A, Guillaume P, Pintelon R, et al. Induction motor dynamic and static inductance identification using a broadband excitation technique[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1998, 13(1): 15-20.
- [14] Lin Y N, Chen C L. Automatic IM parameter measurement under sensorless field-oriented control [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1999, 26(1): 111-118.
- [15] Castaldi P, Tilli A. Parameter estimation of induction motor at standstill with magnetic flux monitoring[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2005, 13(3): 386-400.
- [16] 张虎, 李正熙, 童朝南. 基于递推最小二乘算法的感应电动机参数离线辨识[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 79-86.
- Zhang Hu, Li Zhengxi, Tong Chaonan. Off-line parameter identification of induction motor based on recursive least squares algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(18): 79-86(in Chinese).



陈伟

收稿日期: 2010-07-13。

作者简介:

陈伟(1983), 男, 博士研究生, 研究方向为异步电机无速度传感器低速性能研究, cwmailcn@gmail.com;

徐殿国(1960), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子技术、照明电子技术、电机及控制技术、智能控制技术。

(编辑 张磊)