

基于可测电气量的异步电机运行参数在线辨识

李俊卿^{1*}, 滕思宇¹, 尹乃钊¹, 余长亮¹, 何玉灵², 李慧琳¹, 刘齐润¹

(1. 华北电力大学 电气与电子工程学院, 河北 保定 071003;

2. 华北电力大学 能源动力与机械工程学院, 河北 保定 071003)

On-Line Identification of Asynchronous Motor Operation Parameters Based on Measurable Electrical Quantities

LI Junqing^{1*}, TENG Siyu¹, YIN Naichuan¹, YU Changliang¹,
HE Yuling², LI Huilin¹, LIU Qirun¹

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University,
Baoding 071003, China;

2. School of Energy Power and Mechanical Engineering, North China Electric Power University,
Baoding 071003, China)

Abstract: [Objective] In practical engineering, some asynchronous motors are not equipped with speed sensor and torque measuring instrument, making it difficult to evaluate the energy efficiency of motors, so it is of great significance to study the identification method of speed and torque. This paper proposes an on-line identification method of asynchronous motor operation parameters based on measurable voltage and current. The method has no limitation on voltage and current waveforms, and does not need motor parameters such as stator resistance and reactance, so it is widely applicable and highly practical. [Methods] Firstly, the corresponding rotor slot harmonic frequency was found by fast Fourier transform analysis of stator current, and then the rotor speed was calculated. By constraining the rotor slot harmonic frequency within a certain range through the slip rate, the problem of tooth harmonic aliasing was resolved, enhancing the accuracy of speed identification. Secondly, the stator resistance was calculated by the motor nameplate parameters, and the electromagnetic torque and output torque were calculated by combining the collected voltage and current data. Finally, to further enhance the applicability of the proposed method, the fundamental wave compensation method was introduced to globally scale the filtered signal, accurately restoring the fundamental wave amplitude and further improving identification accuracy. [Results] The direct start and variable frequency drive models of asynchronous motor

were built by Matlab to collect output data. Furthermore, experiments were conducted on the Y100L1-4 asynchronous motor to collect voltage and current experimental waveforms. Simulation and experimental results demonstrated that the identification errors for rotor speed and output torque remained within 2% under various operating conditions, thereby validating the feasibility and accuracy of the proposed method. [Conclusion] The proposed method achieves on-line identification of asynchronous motor operation parameters based on measurable electrical quantities, providing a significant reference for real-time identification of asynchronous motor operation parameters in practical engineering applications.

Key words: measurable electrical quantity; asynchronous motor; operation parameter; torque; speed

摘要:【目的】实际工程中,部分异步电机未配置转速传感器和转矩测量装置,导致电机能效难以评估,因此研究转速和转矩的辨识方法具有重要意义。本文提出一种基于可测电压和电流的异步电机运行参数在线辨识方法。该方法对电压和电流波形没有限制,且不需要电机的定子电阻、电抗等参数,适用范围广、实用性强。【方法】首先,对定子电流进行快速傅里叶变换分析找到对应的转子槽频率,进而求出转子转速。通过转差率将转子槽频率限制在一定区间内,从而解决齿谐波混叠的问题,提高转速辨识的精度。其次,通过电机铭牌参数求出定子电阻,结合采集到的电压和电流数据计算电磁转矩和输出转矩。最后,为进一步提高所提方法的适用范围,引入基波补偿法,对滤波后的信号进

基金项目: 国家自然科学基金(52177042)

National Natural Science Foundation of China (52177042)

行全局缩放,以精确恢复基波幅值,进一步提高辨识精度。

【结果】基于 Matlab 搭建异步电机直接起动和变频驱动仿真模型,采集输出数据。并且对型号为 Y100L1-4 的异步电机进行试验,采集电压、电流试验波形。仿真和试验结果表明,不同工况下的转子转速和输出转矩的辨识误差都在 2% 以内,验证了所提方法的可行性与精确性。**【结论】**本文所提方法实现了基于可测电气量的异步电机运行参数的在线辨识,为实际工程中实时辨识异步电机运行参数提供了重要参考。

关键词: 可测电气量;异步电机;运行参数;转矩;转速

0 引言

感应电机具有成本低、运行稳定以及维护方便等优点,被广泛应用于工农业及交通运输等领域^[1-2]。转子转速和输出转矩是电机能效评估的两个重要物理量。在实际应用中,某些领域的电机转子侧通常未配备转矩仪和转速测量装置,无法直接获取转子转速、输出转矩。安装传感器不仅会增加系统成本,还会降低电机系统的机械强度和可靠性。因此对异步电机的转子转速和输出转矩进行实时辨识具有重要意义。

无传感器转速测量方法主要有开环转速辨识法^[3]、基于数学模型法^[4-5]、模型参考自适应法^[6-7]、拓展卡尔曼滤波法^[8]、高频注入法^[9]和齿谐波法^[10]等。开环转速辨识法原理简单,但当电机受到干扰或电机运行参数有偏差时,辨识误差较大。模型参考自适应法通过自适应律实时调整可调模型中的待估计变量,实现估计变量与实际值的追踪^[11-12],但该方法对模型要求高且不适用于实际工程计算。拓展卡尔曼滤波法本质上是一种自适应观测器,其抗干扰能力较强但辨识转速时需要进行大量的矩阵计算。高频注入法无需依赖电机的基波反电动势,在低速条件下仍能有效实现位置和速度的精确估计,但高速条件下该方法易受高频噪声、系统带宽以及逆变器最大输出电压等因素影响^[13-14]。相比之下,齿谐波法利用电机非理想特性获取电机转速,不涉及电机参数,具有很强的鲁棒性。

类似于转速辨识,拓展卡尔曼滤波法和模型参考自适应法同样适用于转矩辨识。文献[15-16]采用滑模观测器进行转矩辨识,但其算法以转速作为输入量,对编码器精度要求较高,因此系

统成本昂贵。文献[17-18]弥补了此缺点,设计了低精度编码器,但这种方法属于异步电机的离线辨识,不具有时效性。文献[19-20]克服了电压型磁链观测器的纯积分漂移问题,但对观测器的要求进一步提高,不适用于实际工程中的辨识转矩。文献[21]分析了气隙磁场调制对转矩的影响。文献[22-23]设计了基于转子槽谐波的转速估计器,但是参数设计需考虑控制回路,并且主要应用于电机控制。文献[24]根据采集到的电压和电流,采用气隙转矩法求得电磁转矩,该方法适用于实际工程,但其积分表达式中的定子电阻是通过测量获得的,并且需要通过空载试验求出空载损耗。上述方法大多需要电机的电阻、电抗等参数,并且算法大多基于电机数学模型,而电机数学模型中的参数具有时变非线性特点,导致电机不同工况下的转子转速、输出转矩受运行状态影响较大。

本文利用采集到的电压、电流数据以及电机铭牌参数辨识电机的转子转速和输出转矩,无需进行空载和堵转试验,不依赖于异步电机的定子电阻、电抗等参数。首先,通过转差率将转子槽频率限制到一定范围,解决了齿谐波的混叠问题,实现了转子转速的精准辨识。然后,通过电机铭牌参数求取定子电阻用于转矩计算。计算转矩时,对电压、电流进行滤波并进行基频补偿。最后,进行仿真和试验验证,实现转速和转矩的精准辨识。本文方法相比于其他辨识方法所需的已知条件更少且对转速和转矩的辨识更加精准,更加适用于实际工程应用的异步电机。

1 异步电机的转速辨识

1.1 转速辨识基本理论

由文献[25-26]可知,在异步电机运行过程中,转子绕组电流产生的齿谐波磁场在定子绕组中感应出谐波电动势,进而形成特定频率的电流。该电流的频率与转子转速密切相关,这种由转子转速决定的特定频率谐波称为转子槽谐波。转子槽频率 f_{rl} 可表示为

$$f_{rl} = \frac{f_1 z_2 (1-s)}{p} + f_1 \quad (1)$$

式中: s 为转差率; f_1 为定子侧电压频率; p 为极对数; z_2 为转子槽数。

由式(1)可知,可以通过转子槽频率求得对

应的转子转速 n :

$$n = \frac{60(f_{rl} - f_1)}{z_2} \quad (2)$$

由上述理论可知,对定子电流进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)分析得到对应的转子槽频率,代入式(2)即可求得电机的转子转速。

1.2 转速辨识算法的改进

由电机基本理论可知,定子绕组电流产生的基波磁势受饱和和因素影响,会产生一系列同步旋转的谐波磁场,其在定子绕组中感应出谐波次数与其极对数相同的谐波电动势,进而产生相应频率的电流。对于某些特殊的槽配合,转子槽频率 f_{rl} 与上述谐波频率容易出现混叠现象,使得 f_{rl} 的辨识出现偏差。为了实现 f_{rl} 的精确辨识,本文将 f_{rl} 限制在 $[f_{rl1}, f_{rl2}]$ 范围内。

以型号为 Y100L1-4 的异步电机为例,转子槽数为 32,额定转速为 1 430 r/min。当转子转速为 1 496 r/min 时,定子电流中对应的 f_{rl} 为 847.4 Hz。对其采集的定子电流进行 FFT 分析,如图 1 所示。

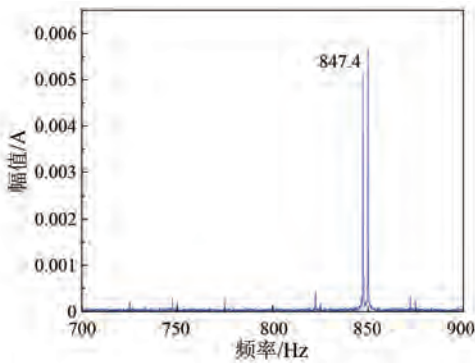


图 1 定子电流频谱图

Fig. 1 Stator current spectrum diagram

由图 1 可知,定子电流中还含有与 f_{rl} 相近的定子谐波磁场感生的 850 Hz 的频率,并且和 f_{rl} 幅值相差很小。这种混叠现象会导致转速辨识的精度降低。

为了解决谐波混叠问题,本文将 f_{rl} 限制到一定范围内,实现转子转速的精确辨识。引入负载率 λ ,定义为

$$\lambda = I_1 / I_N \quad (3)$$

式中: I_1 、 I_N 分别为异步电机定子线电流的有效值、额定值。

负载时最大转差率 s_1 的估计值为

$$s_1 = \frac{(n_0 - n_N)}{n_0} \lambda \quad (4)$$

式中: n_0 、 n_N 分别为同步转速、额定转速。

将 s_1 代入式(1)求出 f_{rl} 的下限值 f_{rl1} 。最小转差率 s_2 的估计值取空载时的转差率,可避开同步转速对应的 f_{rl} ,实际应用中可取一个很小的正数,如 0.002。将 s_2 代入式(1)求出 f_{rl} 的上限值 f_{rl2} 。

最后,通过 FFT 分析得到定子电流的频谱,从频谱中得到 f_{rl} ,将其代入式(2),即可得到正确的转子转速。

以型号为 Y100L1-4 的异步电机为例,通过理论计算得到 $f_{rl1} = 786.533$ Hz, $f_{rl2} = 849.2$ Hz。以实际转速 1 496 r/min 的工况为例,由图 1 可知,在 $[f_{rl1}, f_{rl2}]$ 范围内的 f_{rl} 为 847.4 Hz,辨识出来的转速为 1 495 r/min。

2 异步电机的转矩辨识

2.1 转矩辨识基本理论

通过采集到的电压、电流得到异步电机的输入功率 P_1 ,其表达式为

$$P_1 = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (5)$$

式中: u_a 、 u_b 、 u_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c 分别为三相电压和三相电流。

定子侧电压方程为

$$\begin{cases} u_a = \frac{d\psi_a}{dt} + r i_a \\ u_b = \frac{d\psi_b}{dt} + r i_b \\ u_c = \frac{d\psi_c}{dt} + r i_c \end{cases} \quad (6)$$

式中: ψ_a 、 ψ_b 和 ψ_c 为三相绕组磁链; r 为定子电阻。

通过式(5)和式(6)推导可得电磁转矩 T_{em} 表达式为

$$T_{em} = \frac{p\sqrt{3}}{3} [i_a(\psi_c - \psi_b) + i_b(\psi_a - \psi_c) + i_c(\psi_b - \psi_a)] \quad (7)$$

由式(6)可得磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_a = \int_0^t (u_a - r i_a) dt \\ \psi_b = \int_0^t (u_b - r i_b) dt \\ \psi_c = \int_0^t (u_c - r i_c) dt \end{cases} \quad (8)$$

将式(8)代入式(7),并将相电压和相电流换算为线电压和线电流,可得电磁转矩为

$$T_{em} = \frac{P\sqrt{3}}{3} \left\{ (i_A - i_B) \int_0^t [u_{CA} - R(i_A - i_C)] dt - (i_C - i_A) \int_0^t [u_{AB} - R(i_A - i_B)] dt \right\} \quad (9)$$

式中: i_A 、 i_B 和 i_C 为线电流; u_{AB} 、 u_{CA} 为线电压; R 为定值,与接线形式有关,当绕组为星型连接时 $R=r$,当绕组为三角型连接时 $R=r/3$ 。

进而求出输出转矩 T_2 为

$$T_2 = T_{em} - \frac{60\Delta P}{2\pi n} \quad (10)$$

式中: ΔP 为电机损耗,其随着输入功率 P_1 的变化而变化,具体关系式为

$$\Delta P = k_p P_1 \quad (11)$$

式中: k_p 为损耗系数。

2.2 定子电阻的求取

由式(9)可知,求电磁转矩需要知道定子电阻,为了实现转矩的在线辨识,通过电机铭牌参数及产品目录中的电机过载倍数和堵转电流倍数计算定子电阻。

由电机铭牌参数计算额定转差率 s_N ,然后计算临界转差率 s_{ij} :

$$s_{ij} = k_T s_N \left[\frac{2}{1 - 2s_N(k_T - 1)} - \frac{1}{2k_T^2} \right] \quad (12)$$

式中: k_T 为电机过载倍数。

计算定子电阻修正系数 C_1 :

$$C_1 = 1 + \frac{i_{0N}}{2(i_{gN} - i_{0N})} \quad (13)$$

式中: i_{gN} 为堵转电流倍数; i_{0N} 为空载电流倍数,其计算式为

$$i_{0N} = \sin \varphi_N - \tan(\varphi_{2e}'') \cos \varphi_N \quad (14)$$

$$\tan(\varphi_{2e}'') = \frac{s_N}{s_{ij}}(1 - s_N) \quad (15)$$

式中: φ_N 、 φ_{2e}'' 分别为额定运行时定子侧、转子侧的功率因数角。

计算短路电抗 X_{de} :

$$X_{de} = \frac{3u_x^2 \eta_N}{P_N \left[\tan(\varphi_{2e}'') + \frac{1}{\tan(\varphi_{2e}'')} \right]} \quad (16)$$

式中: P_N 为额定功率; η_N 为电机效率;下标 x 为 a、b、c 三相。

根据上述计算出来的物理量,可以计算出定子电阻,如式(17)所示:

$$r = \frac{X_{de}}{C_1} \left\{ -1 + \sqrt{\frac{3u_x^2(1 - s_N)}{(P_N + \Delta P_N)X_{de}k_T}} - 1 \right\} \quad (17)$$

式中: ΔP_N 为额定负载下的电机损耗,为机械损耗与附加损耗之和,即 $\Delta P_N = k_p P_{IN}$ 。

2.3 转矩辨识算法的改进

2.3.1 积分算法改进

由式(9)可知,求取电磁转矩需要求取两个积分。由式(8)可知,两个积分分别对应两相绕组的磁链差,如式(18)所示:

$$\begin{cases} \int_0^t [u_{CA} - R(i_C - i_A)] dt = \psi_c - \psi_a \\ \int_0^t [u_{AB} - R(i_A - i_B)] dt = \psi_a - \psi_b \end{cases} \quad (18)$$

式(9)是被积函数在 $[0, t]$ 上的定积分。计算每个时刻的实时转矩需求取每个时刻的定积分,计算量较大。

为解决这一问题,令 $\psi = \psi_a - \psi_b$,为求取定积分,可转换成 t 时刻两相绕组的磁链差 $\psi(t)$ 与该时刻磁链差增量 $\Delta\psi(t)$ 之和,如式(19)所示:

$$\int_0^t f(t) dt = \psi(t) + \Delta\psi(t) \quad (19)$$

式中: $f(t) = u_{AB} - R(i_A - i_B)$; $\Delta\psi(t)$ 为 $\psi(t)$ 在 t 时刻的增量,其表达式为

$$\begin{aligned} \Delta\psi(t) &= \int_{\xi}^{\xi+\Delta\xi} f(t) dt \approx \\ &\frac{\Delta\xi}{2} [f(\xi + \Delta\xi) + f(\xi)] \end{aligned} \quad (20)$$

式中: $\Delta\xi$ 为采样周期。

2.3.2 基波补偿法

电机中恒定的电磁转矩由基波磁场产生。考虑到实际应用中的非正弦供电情况,为了提高计算精度并减少计算量,在计算转矩前对机端采集的电压和电流进行滤波。

本文采用带 Kaiser 窗的有限脉冲响应(Finite Impulse Response, FIR)带通零相位滤波器对采集信号进行滤波,保证滤波前后的相位不变,进而保证积分的准确性。首先对采集到的线电流和线电压进行 FFT 分析,得到其基频幅值(I_{A1} , I_{B1} , I_{C1})和(U_{BA1} , U_{AC1} , U_{CB1})。然后用上述设计的滤波器对线电压和线电流进行滤波。最

后对滤波后的电流(i_{A_f} , i_{B_f} , i_{C_f})和电压(u_{BA_f} , u_{AC_f} , u_{CB_f})进行 FFT 分析,得到其基频幅值(I_{A2} , I_{B2} , I_{C2})和(U_{BA2} , U_{AC2} , U_{CB2})。

因为滤波器会滤除高次谐波,导致电压和电流的幅值有所下降。图 2 为变频起动电机频率为

40 Hz 时线电压和线电流滤波前后的频谱图。

由图 2 可知,滤波后基波幅值有所下降,这会导致转矩辨识结果产生误差。因此本文引入基波补偿法,通过基波幅值衰减比确定补偿系数,对滤波后的信号进行全局缩放,以精确恢复基波幅值。

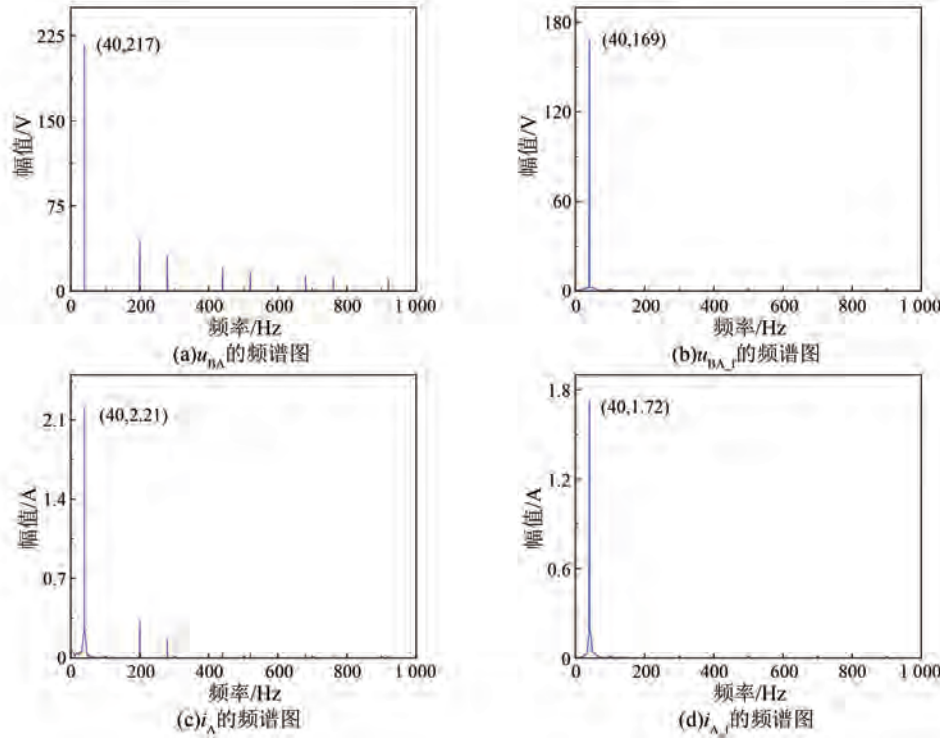


图 2 滤波前后电压和电流的频谱图

Fig. 2 Spectrum diagrams of voltage and current before and after filtering

基波补偿系数为

$$\begin{cases} k_{u_{BA}} = \frac{U_{BA1}}{U_{BA2}} \\ k_{u_{AC}} = \frac{U_{AC1}}{U_{AC2}} \\ k_{u_{CB}} = \frac{U_{CB1}}{U_{CB2}} \\ k_{i_A} = \frac{I_{A1}}{I_{A2}} \\ k_{i_B} = \frac{I_{B1}}{I_{B2}} \\ k_{i_C} = \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \end{cases} \quad (21)$$

将滤波后的电压和电流分别乘以对应补偿系数加以补偿,以提高转矩的辨识精度。基波补偿

后的线电压如式(22)所示:

$$\begin{cases} u_{BA_c} = k_{u_{BA}} u_{BA_f} \\ u_{AC_c} = k_{u_{AC}} u_{AC_f} \\ u_{CB_c} = k_{u_{CB}} u_{CB_f} \end{cases} \quad (22)$$

3 仿真分析

3.1 直接起动异步电机

异步电机直接起动仿真参数如表 1 所示。采样频率为 20 480 Hz,采样时间为 2 s。根据异步电机原理搭建 Simulink 仿真模型,如图 3 所示。

仿真得到三相定子电流波形如图 4 所示,转速波形如图 5 所示,输出转矩波形如图 6 所示。

由仿真结果可知,三相定子电流幅值稳定在 6.7 A,且三相电流对称;电机稳定后的转速为 1 406 r/min;稳定后的输出转矩为 15.2 N·m。

表 1 异步电机直接起动仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters for direct starting of asynchronous motor

参数名称	参数值
定子电阻/ Ω	3.380
转子电阻/ Ω	2.996
定子电感/H	0.301 4
转子电感/H	0.301 4
互感/H	0.288 7
转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.002 14
粘滞摩擦因数/ $(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	0.004 14
极对数	2
频率/Hz	50
负载/ $(\text{N} \cdot \text{m})$	14



图 3 异步电机直接起动仿真流程

Fig. 3 Simulation flowchart for direct starting of asynchronous motor

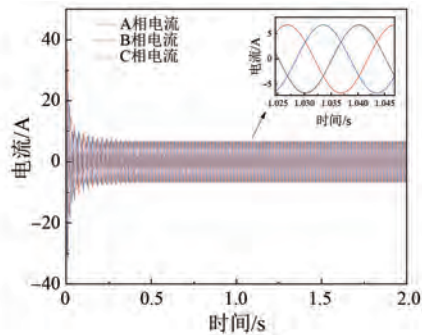


图 4 异步电机直接起动的定子电流仿真波形

Fig. 4 Simulation waveform of stator current for direct starting of asynchronous motor

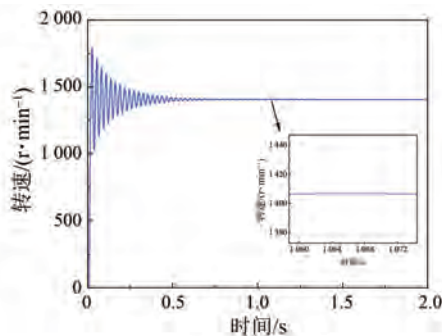


图 5 异步电机直接起动的转速仿真波形

Fig. 5 Simulation waveform of speed for direct starting of asynchronous motor

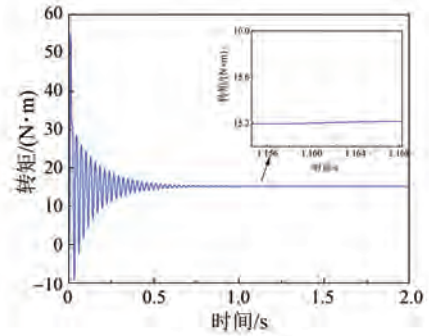


图 6 异步电机直接起动的转矩仿真波形

Fig. 6 Simulation waveform of torque for direct starting of asynchronous motor

输出转矩的仿真和辨识结果如表 2 所示。可见基波补偿后算法辨识结果与仿真结果的误差为 1.6%, 在 2% 以内。

表 2 异步电机直接起动的仿真与辨识结果对比

Tab. 2 Simulation and identification results comparison for direct starting of asynchronous motor

参数名称	仿真结果/ $(\text{N} \cdot \text{m})$	基波补偿前		基波补偿后	
		辨识结果/ $(\text{N} \cdot \text{m})$	误差/%	辨识结果/ $(\text{N} \cdot \text{m})$	误差/%
输出转矩	15.20	14.57	4.1	14.96	1.6

3.2 变频驱动异步电机

异步电机变频驱动仿真参数如表 3 所示, 采样频率为 20 000 Hz, 采样时间为 2 s。通过逆变器和脉宽调制控制技术完成变流并且控制交流电压的频率, 实现异步电机的变频驱动仿真, Simulink 模型如图 7 所示。

表 3 异步电机变频驱动仿真参数

Tab. 3 Simulation parameters for variable frequency drive of asynchronous motor

参数名称	参数值
定子电阻/ Ω	11.2
转子电阻/ Ω	8.3
定子电感/H	0.615 5
转子电感/H	0.638 0
互感/H	0.507 0
转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.002 14
粘滞摩擦因数/ $(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	0.004 14
极对数	2
频率/Hz	40
负载/ $(\text{N} \cdot \text{m})$	2

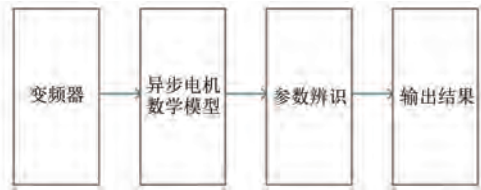


图 7 异步电机变频驱动仿真流程

Fig. 7 Simulation flowchart for variable frequency drive of asynchronous motor

经过逆变和脉宽调制后,输入异步电机定子侧的电压波形如图 8 所示,其幅值为 400 V。

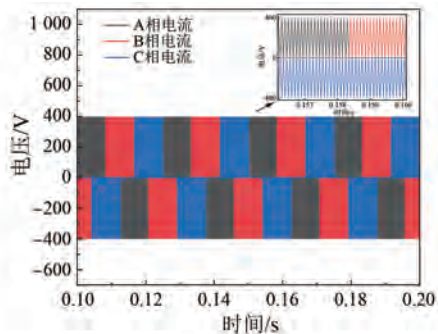


图 8 异步电机变频驱动的三相方波电压

Fig. 8 Three-phase square wave voltage for variable frequency drive of asynchronous motor

异步电机变频驱动的三相定子电流仿真波形如图 9 所示,转速波形如图 10 所示,输出转矩波形如图 11 所示。

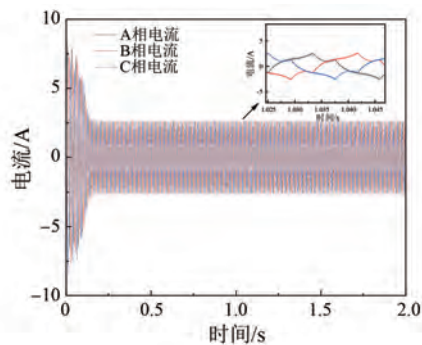


图 9 异步电机变频驱动的定子电流仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of stator current for variable frequency drive of asynchronous motor

由仿真结果可知,定子电流为非正弦波,谐波含量较大,但三相定子电流波形依旧是对称的,幅值稳定在 2.5 A。由于频率为 40 Hz,所以同步转速为 1 200 r/min,仿真稳定后的转子转速为 1 125 r/min。由于方波直接供电,所以输出转矩中含有较大的谐波,其直流分量为 2.9 N·m。

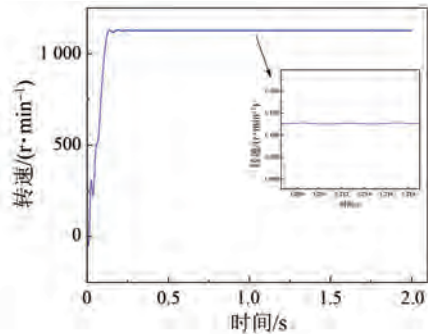


图 10 异步电机变频驱动的转速波形

Fig. 10 Simulation waveform of speed for variable frequency drive of asynchronous motor

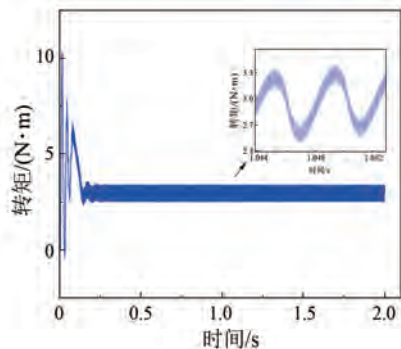


图 11 异步电机变频驱动的转矩波形

Fig. 11 Simulation waveform of torque for variable frequency drive of asynchronous motor

输出转矩的仿真结果和算法辨识结果对比如表 4 所示。

表 4 异步电机变频驱动的仿真与辨识结果对比

Tab. 4 Simulation and identification results comparison for asynchronous motor variable frequency drive

参数名称	仿真结果/(N·m)	基波补偿前		基波补偿后	
		辨识结果/(N·m)	误差/%	辨识结果/(N·m)	误差/%
输出转矩	2.90	2.43	16.2	2.86	1.4

由表 2 和表 4 可知,波形质量对转矩和转速的辨识有很大影响,当输入电压和电流的波形为对称正弦波时,转矩和转速的辨识结果较为准确。当输入电压和电流波形为非正弦波或谐波含量较大时,转矩和转速的辨识结果误差较大。引入基波补偿法后,当滤波器相位失真较小,且滤波前后信号的基波成分是稳定且缓变时,可以精确找到基波幅值。基波补偿法可以减小输入波形质量不好时所带来的辨识误差。

4 试验验证

4.1 试验设备

试验电机参数如表 5 所示。异步电机负载试验的现场接线如图 12 所示。三相电压和电流由数据采集仪采集,转子转速、输出转矩和输出功率等数据由测量仪表测得。

表 5 试验电机参数

Tab. 5 Experimental motor parameters

参数名称	参数值
型号	Y100L1-4
接线方式	星型连接
额定功率/W	2 200
额定电流/A	5.01
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	1 430
频率/Hz	50
功率因数	0.81
极对数	2



图 12 异步电机试验现场接线图

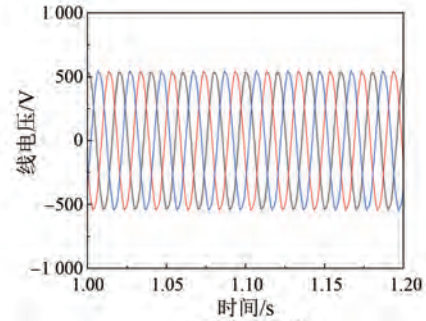
Fig. 12 Experimental site wiring diagram of asynchronous motor

4.2 试验结果

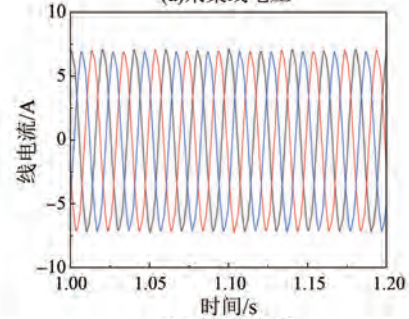
在试验现场采集不同负载下电压和电流的瞬时值,采样频率为 20 480 Hz,采样时间为 10 s。为了更清楚地观察波形的变化特征,只截取 1~1.2 s 的波形图。以异步电机额定转速时的工况为例,采集到的线电压、线电流波形如图 13 所示。

由图 13 可知,线电压的频率为 50 Hz,幅值为 540 V;线电流的频率为 50 Hz,幅值为 7 A。

试验模拟异步电机的五种工况,分别记录不同工况下的输出转矩和转子转速,并将其与辨识结果进行对比。转子转速、输出转矩的测量与辨识结果对比分别如表 6、表 7 所示。



(a)采集线电压



(b)采集线电流

图 13 线电压和线电流试验波形

Fig. 13 Experimental waveforms of line voltage and line current

表 6 转子转速的测量和辨识结果对比

Tab. 6 Comparison of measurement and identification results of rotor speed

转子转速测量 结果/($r \cdot \min^{-1}$)	转子转速辨识 结果/($r \cdot \min^{-1}$)	误差/%
1 430	1 431.94	0.14
1 438	1 440.88	0.20
1 445	1 446.38	0.09
1 465	1 467.06	0.14
1 496	1 495.12	0.05

表 7 输出转矩的测量和辨识结果对比

Tab. 7 Comparison of measurement and identification results of output torque

输出转矩测量 结果/($N \cdot m$)	输出转矩辨识 结果/($N \cdot m$)	误差/%
16.597	16.826	1.4
15.544	15.739	1.3
15.274	15.507	1.5
13.680	13.847	1.2
12.207	12.366	1.3

由表 6 可知,转子转速辨识误差都在 0.2% 以内;由表 7 可知,输出转矩辨识误差都在 2% 以内。

5 结语

本文研究了一种仅通过采集电机出线端的电压、电流数据,结合电机铭牌参数,在线辨识电机转子转速和输出转矩的方法。

首先结合实时负载率估算转差率范围,限制转子槽频率,解决了齿谐波混叠问题;其次由铭牌参数直接计算定子电阻,解决了传统方法需要事先测量定子电阻和空载损耗的不足;并引入基波补偿法,使所提方法适用于非正弦供电的异步电机,增加了所提方法的适用范围,提高了转子转速、输出转矩的辨识精度。最后通过仿真和试验验证了所提方法的有效性。结果表明,不同工况下的转子转速和输出转矩辨识误差均在 2% 以内,完全满足工程要求。该方法仅基于机端可测的电压和电流即可实现转速和转矩的实时在线辨识,不需要停机试验获取定子电阻等必要参数,为电机运行状态的监测和能效评估提供了重要的技术支持,具有广泛的应用前景。后续可以通过机器学习等算法进一步精确估计转差率范围,提高辨识精度。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

李俊卿进行了方案设计,滕思宇进行了程序编写、内容总结与论文撰写,尹乃钊、余长亮和何玉灵进行了试验研究,刘齐润、李慧琳参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design was carried out by Li Junqing. The programming, content summary and paper writing were carried out by Teng Siyu. The experimental research was conducted by Yin Naichuan, Yu Changliang and He Yuling. The manuscript was reviewed and revised by Liu Qirun and Li Huilin. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

- [1] 张钦培, 李健, 卢阳, 等. 低载波比牵引系统的感应电机特征根离散化模型研究[J]. 电工技术学报, 2024, 3(2): 434-444+454.
Zhang Q P, Li J, Lu Y, et al. Research on discretization model of induction motor for low switching-to-fundamental frequency ratio traction system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 3(2): 434-444+454.
- [2] 葛健, 包振, 徐伟, 等. 考虑静态端部效应的城轨交通用同心笼次级直线双馈电机矢量控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(24): 7752-7763.
Ge J, Bao Z, Xu W, et al. Vector control of nest-loop secondary linear doubly-fed machine considering static end effect adapted to urban transit [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(24): 7752-7763.
- [3] Kumar R, Das S, Syam P, et al. Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives [J]. IET Electric Power Applications, 2015, 9(7): 496-511.
- [4] 于林鑫, 袁昕, 丁国华, 等. 基于模型预测锁相环的永磁同步电机转子位置估计方法[J]. 电气技术, 2024, 25(8): 18-26+52.
Yu L X, Yuan X, Ding G H, et al. Research on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on model predictive method based phase locked loop [J]. Electrical Engineering, 2024, 25(8): 18-26+52.
- [5] 王震宇, 孙伟, 蒋栋. 基于虚拟电压注入的闭环磁链观测器的感应电机无速度传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 332-343.
Wang Z Y, Sun W, Jiang D. Induction motor speed sensorless vector control system based on closed-loop flux observer with virtual voltage injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(2): 332-343.
- [6] 李旋, 何新霞, 潘辉. 海底泥浆举升泵驱动电机无传感器矢量控制[J]. 电气传动, 2021, 51(5): 25-30.
Li X, He X X, Pan H. Subsea mud lift pump drive motor sensorless vector control [J]. Electric Drive, 2021, 51(5): 25-30.
- [7] 邹甲, 张健侨, 吉程椿. 基于 BP 双层神经网络 MRAS 下 PMSM 的转速辨识研究[J]. 电气传动,

- 2023, 53(6): 8-13.
- Zou J, Zhang J Q, Ji C C. Speed identification of permanent magnet synchronous motor based on BP double-layer neural network MRAS [J]. Electric Drive, 2023, 53(6): 8-13.
- [8] 李国银, 谷翠军, 杨吉, 等. 基于新息理论的EKF感应电机转速估计方法[J]. 电力电子技术, 2022, 56(3): 55-59+63.
- Li G Y, Gu C J, Yang J, et al. A speed estimation method based on EKF with innovation theory for induction motor [J]. Power Electronics, 2022, 56(3): 55-59 +63.
- [9] 张家明, 张利军. 异步电机旋转高频电压注入无传感器矢量控制[J]. 电力电子技术, 2019, 53(3): 1-6.
- Zhang J M, Zhang L J. Asynchronous motor rotating high frequency voltage injection sensorless vector control [J]. Power Electronics, 2019, 53(3): 1-6.
- [10] Sapena-bano A, Riera-guasp M, Puche-panadero R, et al. Harmonic order tracking analysis: A speed-sensorless method for condition monitoring of wound rotor induction generators [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(6): 4719-4729.
- [11] 张蔚, 王家乐, 梁惺彦, 等. 混合励磁轴向磁通切换永磁电机全速域无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(13): 4646-4656.
- Zhang W, Wang J L, Liang X Y, et al. Position sensorless control of a hybrid excitation axial flux-switching permanent magnet machine in full speed range [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(13): 4646-4656.
- [12] 王天擎, 王勃, 于泳, 等. 基于二阶变增益滑模的感应电机电压模型磁链观测器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(11): 4490-4500.
- Wang T Q, Wang B, Yu Y, et al. Voltage model rotor flux observer of induction motor based on second-order variable gain sliding mode [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(11): 4490-4500.
- [13] 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 G L, Yang R F, Zhang J W, 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.
- [14] 尹忠刚, 肖鹭, 孙向东, 等. 基于粒子群优化的感应电机模糊扩展卡尔曼滤波器转速估计方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 55-65.
- Yin Z G, Xiao L, Sun X D, et al. A speed estimation method of fuzzy extended Kalman filter for induction motors based on particle swarm optimization [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 55-65.
- [15] 梁戈, 黄守道, 李梦迪, 等. 基于高阶快速终端滑模扰动观测器的永磁同步电机机械参数辨识[J]. 电工技术学报, 2020, 35(增刊2): 395-403.
- Liang G, Huang S D, Li M D, et al. A high-order fast terminal sliding-mode disturbance observer based on mechanical parameter identification for PMSM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S2): 395-403.
- [16] 史涛波, 马红如, 陈卓易, 等. 永磁同步电机模糊代价函数预测转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(1): 1-8.
- Shi C W, Ma H R, Chen Z Y, et al. Fuzzy tuning of weight coefficient in model predictive torque control of PMSM [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(1): 1-8.
- [17] 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 K, Li R H, Luo C, 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.
- [18] 谢燕朋. 异步电机负载转矩与转动惯量辨识方法研究[D]. 长沙: 中南大学, 2022.
- Xie Y P. Research on identification method of load torque and moment of inertia for asynchronous motor [D]. Changsha: Central South University, 2022.
- [19] 兰志勇, 罗杰, 李延昊, 等. 基于快速选择表的永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(21): 5749-5757.
- Lan Z Y, Luo J, Li Y H, et al. Model prediction torque control for permanent magnet synchronous motor based on the fast selection table [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(21): 5749-5757.
- [20] 翁泽文, 崔彦良, 周子景. 异步电动机无速度传

- 感器模型参考自适应控制[J]. 机床与液压, 2024, 52(18): 1-6.
- Weng Z W, Cui Y L, Zhou Z J. Speed sensorless model reference adaptive control for induction motors [J]. Machine Tool and Hydraulics, 2024, 52(18): 1-6.
- [21] Shah S H, Wang Y C, Shi D, et al. Investigation of air-gap magnetic field harmonics and generated torque in low-speed high-power density spoke-type FSCW PMSM [C]//2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems, Zhuhai, 2023.
- [22] Yu J, Shen H Y, Wang H F, et al. Speed estimation of multiphase induction motor using rotor slot harmonics with limited SNR and dynamic load conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6618-6631.
- [23] Milic A, Vukosavic S. Sensorless speed and vector control of induction motor based on rotor slot harmonics [C]// 2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Orlando, 2023.
- [24] 王庆, 张蓬鹤, 赵海森, 等. 基于可测电气量鼠笼式异步电机能效在线监测方法[J]. 微特电机, 2013, 41(12): 26-30.
- Wang Q, Zhang P H, Zhao H S, et al, Energy efficiency identification of squirrel cage induction machine based on the electric parameters [J]. Small and Special Electrical Machines, 2013, 41(12): 26-30.
- [25] Heller B. 异步电机中谐波磁场的作用[M]. 章名涛, 译. 北京: 机械工业出版社, 1980.
- [26] Gao Z, Habetler T G, Harley R G, et al. A sensorless rotor temperature estimator for induction machines based on a current harmonic spectra estimation scheme [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 407-416.

收稿日期:2025-08-12

收到修改稿日期:2025-10-29

作者简介:

李俊卿(1967—),女,博士,教授,研究方向为电机及系统分析、电气设备状态监测与故障诊断、新能源电力系统大数据分析与应用,junqing03@163.com;

* 通信作者:李俊卿(1967—),女,博士,教授,研究方向为电机及系统分析、电气设备状态监测与故障诊断、新能源电力系统大数据分析与应用,junqing03@163.com。