

基于 MATLAB/Simulink 的变频电机系统 能耗实用模型

李佳宣, 李鹏宇, 陈庚, 赵海森, 尹忠东

(华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室, 北京 102206)

摘要: 变频电机系统能耗分析需要对系统各环节建立准确的损耗计算模型。针对目前有限元模型建模繁琐、计算量大的现状, 在考虑了变频电源谐波对铁耗电阻影响的基础上, 建立了计及铁耗等效电阻的异步电机数学模型及 PWM 变频器主电路损耗模型, 提出一种基于 MATLAB/Simulink 的变频电机系统实用模型, 实现了变频电机系统各环节损耗准确分析。通过对不同工况下变频器、电机和系统总效率的仿真分析, 揭示了传统忽略变频器能耗的损耗分析方法对系统最佳运行点估算存在一定误差。为了验证模型正确性, 对一组 5.5 kW 变频电机系统进行了试验对比, 验证了文中模型能够正确有效地模拟变频电机系统运行。研究成果为进一步研究系统能耗最优控制策略提供了重要理论支撑。

关键词: 变频电机系统; 损耗分析; 建模; MATLAB/Simulink

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)05-0084-06

Practical Model to Predict Energy Consumption of Variable Speed Motor Systems Based on MATLAB/Simulink

LI Jiaxuan, LI Pengyu, CHEN Geng, ZHAO Haisen, YIN Zhongdong

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: A reliable and reasonably accurate loss model of variable speed motor systems is important for its performance prediction and energy consumption analysis. Most of the existing methods are based on the finite element analysis, but the disadvantage lies in the computational difficulty, which is not suitable for practical application. A practical simulation model of variable speed motor systems based on MATLAB/Simulink was established. The converter losses were calculated by analytical model of IGBT and Diode, and the iron loss in variable-frequency motor was considered as variable iron loss equivalent resistance. The efficiency of the motor system under different conditions was analyzed, and it showed that traditional models of motor systems may cause errors when determining the optimal system operating point, with the converter losses neglected. The experimental validation was also performed on a 5.5 kW motor. The achievement could provide technique support for the optimal control strategy for motor systems.

Key words: variable speed motor systems; loss analysis; modeling; MATLAB/Simulink

0 引言

随着大功率器件技术的发展, 变频电机系统容量随之增大, 变频器损耗占比逐渐增高, 如对于容量为 100 kW 的变频电机系统, 变频器损耗几乎与电机自身损耗相当^[1]。同时, PWM 变频器产

生的大量谐波也会造成铁心损耗增加, 若仍采用传统不计及铁耗的 Simulink 电机模型进行分析, 将会产生一系列误差。为解决这个问题, 由于现有研究方法大多基于有限元分析^[2], 建模繁琐且计算量大, 不适用于工程实际, 因此建立变频电机系统实用模型。这对其性能预测和系统能效分析

作者简介: 李佳宣(1992—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电机系统节能。

李鹏宇(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机及其能效分析。

陈庚(1990—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机能效分析及测试系统开发。

研究有重要意义。

目前,针对变频电机能效的研究大多集中于电机本身的最小损耗控制策略^[3-4],在考虑变频铁耗的电机建模方面,文献[5-6]提出的正弦供电下异步电机数学模型中将铁耗等效为一个恒定的与互感并联的铁耗电阻,在变频供电时会带来较大误差。因此,如何计算任意供电电压下的铁心损耗,并将其引入电机模型是变频电机建模的关键^[7]。在变频器能耗研究方面,文献[8-9]对主电路参数进行了估算,并对变频器损耗进行了计算分析,但仍缺乏针对变频器电机系统能耗分析方面的模型。

本文采用电压分离法计算了变频铁耗,并等效为铁耗电阻引入异步电机数学模型,建立了 PWM 变频器主电路损耗模型,进一步提出一种基于 MATLAB/Simulink 的变频电机系统实用模型。分析了不同供电频率及电机负载率下变频器、电机和系统的效率,并与一组 5.5 kW 变频电机系统进行了试验对比。结果表明本文的仿真模型能够为变频电机系统的工程实际应用提供一个正确、

有效、精确的仿真模型,为后续系统整体节能方案改造提供重要参考价值。

1 变频电机系统各环节数学模型

1.1 计及铁耗的异步电机数学模型

考虑铁耗的三相异步电机在 dq 坐标系统下的动态等效电路如图 1 所示^[10]。根据该等效电路选取 d, q 轴定子电流、励磁电流与转子磁链作为状态变量,推得对应的异步电机状态方程^[11-12]。

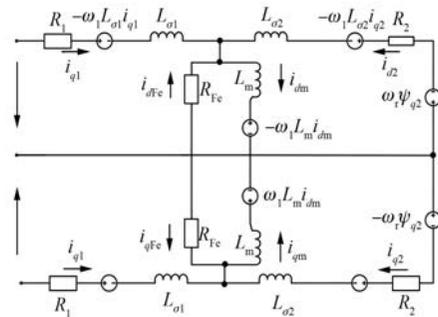


图 1 考虑铁耗的异步电机动态等效电路

异步电机状态方程如式(1)所示:

$$\begin{matrix} P \\ \begin{bmatrix} \dot{i}_{d1} \\ \dot{i}_{q1} \\ \dot{i}_{dm} \\ \dot{i}_{qm} \\ \dot{\psi}_{d2} \\ \dot{\psi}_{q2} \end{bmatrix} \end{matrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + R_{Fe}}{L_{\sigma 1}} & \omega_1 & \frac{L_2 R_{Fe}}{L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}} & 0 & -\frac{R_{Fe}}{L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}} & 0 \\ -\omega_1 & -\frac{R_1 + R_{Fe}}{L_{\sigma 1}} & 0 & \frac{L_2 R_{Fe}}{L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}} & 0 & -\frac{R_{Fe}}{L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}} \\ \frac{R_{Fe}}{L_m} & 0 & -\frac{L_2 R_{Fe}}{L_m L_{\sigma 2}} & \omega_1 & \frac{R_{Fe}}{L_m L_{\sigma 2}} & 0 \\ 0 & \frac{R_{Fe}}{L_m} & -\omega_1 & -\frac{L_2 R_{Fe}}{L_m L_{\sigma 2}} & 0 & \frac{R_{Fe}}{L_m L_{\sigma 2}} \\ 0 & 0 & \frac{L_m R_2}{L_{\sigma 2}} & 0 & -\left(\frac{L_m R_2}{L_2 L_{\sigma 2}} + \frac{R_2}{L_2}\right) & \omega_1 - \omega_r \\ 0 & 0 & 0 & \frac{L_m R_2}{L_{\sigma 2}} & -(\omega_1 - \omega_r) & -\left(\frac{L_m R_2}{L_2 L_{\sigma 2}} + \frac{R_2}{L_2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma 1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{\sigma 1}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{d1} \\ U_{q1} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: R_{Fe} ——铁耗等效电阻;
 R_1, R_2 ——定、转子绕组电阻;
 $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$ ——定、转子绕组漏感;
 L_m ——定、转子绕组间互感;
 L_1, L_2 ——定、转子绕组自感, $L_1 = L_{\sigma 1} + L_m$,
 $L_2 = L_{\sigma 2} + L_m$;
 ω_1, ω_r ——电机定、转子角频率;
 u_{d1}, u_{q1} —— d, q 轴定子电压;
 u_{d2}, u_{q2} —— d, q 轴转子电压;
 i_{d1}, i_{q1} —— d, q 轴定子电流;
 i_{d2}, i_{q2} —— d, q 轴转子电流;
 i_{dFe}, i_{qFe} —— d, q 轴铁耗等效绕组电流;
 i_{dm}, i_{qm} —— d, q 轴励磁电流;
 ψ_{d1}, ψ_{q1} ——定子 d, q 轴磁链;
 ψ_{d2}, ψ_{q2} ——转子 d, q 轴磁链;
 ψ_{dm}, ψ_{qm} —— d, q 轴主磁链;
 P ——微分算子。

异步电机的电磁转矩为

$$T_e = p \frac{L_m}{L_2} [\psi_{d2}(i_{q1} + i_{qFe}) - \psi_{q2}(i_{d1} + i_{dFe})] \quad (2)$$

电机的运动方程为

$$T_e - T_L = \frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3)$$

式中: p ——电机极对数;
 T_e ——电磁转矩;
 T_L ——负载转矩;
 J ——转动惯量。

为了提高模型可靠性,采用电压分离模型^[7]计算变频供电下异步电机铁心损耗等效电阻,在任意给定电压下,电机铁耗可以表示为^[13]

$$P_{Fe} = k_h U_{av}^x f^{1-x} + k_e U_{rms}^2 = k_h \frac{U_{av}^2}{f} + k_e U_{rms}^2 \quad (4)$$

式中: x ——Steinmetz 系数,本文取 $x = 2$ ^[14];
 k_h, k_e ——常系数;
 U_{av} ——电压平均值;
 U_{rms} ——电压有效值。

根据图 2 所示的异步电机稳态等效电路^[12],铁耗等效电阻计算公式可以表示为

$$U_{\delta} = U_1 - I_1 \sqrt{R_1^2 + (\omega_1 L_1)^2} \quad (5)$$

$$R_{Fe} = \frac{3U_{\delta}^2}{P_{Fe}} \quad (6)$$

式中: U_{δ} ——气隙电压;
 U_1, I_1 ——定子相电压、相电流。

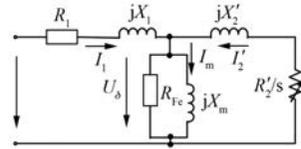


图 2 考虑铁耗的异步电机稳态等效电路

1.2 变频器功率器件损耗模型

变频器功率器件主要为整流器中的电力二极管以及逆变器中的 IGBT 和反并联二极管。电力二极管损耗为^[2]

$$P_{cond,D} = U_F I_{in1} + R_F I_{in1}^2 \quad (7)$$

式中: U_{CE}, U_F ——IGBT 和快恢复二极管的实际导通压降。

一个开关周期内,IGBT 及其反并联二极管的开关损耗为^[15]

$$P_{sw_Tr} = f_s (E_{on} + E_{off}) \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_1}{I_{rated}} \frac{U_{DC}}{U_{rated}} \quad (8)$$

$$P_{sw_TD} = f_s E_{rr} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_1}{I_{rated}} \frac{U_{DC}}{U_{rated}} \quad (9)$$

式中: f_s ——载波频率;
 E_{on} ——IGBT 额定状态下的单脉冲开通损耗;
 E_{off} ——IGBT 额定状态下的单脉冲关断损耗;
 E_{rr} ——快恢复二极管额定状态下的单脉冲关断损耗;
 U_{DC} ——桥臂电压;
 I_{rated}, U_{rated} ——参考电流和参考电压。

IGBT 及其反并联二极管通态损耗为

$$P_{cond_Tr} = I_1 \sqrt{2} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M \cos \varphi}{8} \right) U_{ce} + I_1^2 2 \left(\frac{1}{8} + \frac{M \cos \varphi}{3\pi} \right) R_{ce} \quad (10)$$

$$P_{cond_TD} = I_1 \sqrt{2} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M \cos \varphi}{8} \right) U_F + I_1^2 2 \left(\frac{1}{8} - \frac{M \cos \varphi}{3\pi} \right) R_F \quad (11)$$

式中： $P_{\text{cond_Tr}}$ 、 $P_{\text{cond_D}}$ ——IGBT 和快恢复二极管的通态损耗；

I_1 ——实际电流的有效值；

φ ——实际电流和实际电压之间的相角；

M ——PWM 的调制度(相电压峰值除以 1/2 桥臂直流电压)；

U_{CE} 、 U_{F} ——IGBT 和快恢复二极管的实际导通压降。

逆变器总损耗为 6 只 IGBT 及其反并联二极管的通态损耗及开关损耗之和

$$P_{\text{inv}} = 6(P_{\text{cond_Tr}} + P_{\text{cond_TD}} + P_{\text{sw_Tr}} + P_{\text{sw_TD}}) \quad (12)$$

整流环节的总损耗即为 6 只电力二极管的通态损耗之和

$$P_{\text{rec}} = 6P_{\text{cond_D}} \quad (13)$$

2 基于 Simulink 的变频电机系统损耗分析实用模型

2.1 变频器损耗分析模块

在损耗分析过程中,只需要考虑变频器能耗变化规律。在实际变频电机系统仿真中,变频器直流环节的参数选取将直接影响输入输出电流波形,而变频器厂家通常并未提供详细参数值,需要由已知参数进行估算。根据文献[8-9],直流滤波环节的电抗和电容取值估算方法如下。

变频器输入功率为

$$P_i = P_o / \eta \quad (14)$$

式中： P_o ——变频器输出功率；

η ——变频器效率。

变频器输入电流为

$$I_i = \frac{P_i}{\sqrt{3} U_i \cos \varphi} \quad (15)$$

式中： $\cos \varphi$ ——变频器的功率因数。

输入电抗器的额定电流 I_L 取为

$$I_L = 1.1 I_i \quad (16)$$

输入电抗器电感值 L_{AC} 取为

$$L_{\text{AC}} = \frac{\Delta U_L}{2\pi f I_L} = \frac{(0.02 \sim 0.04) U_i}{2\sqrt{3} \pi f I_L} \quad (17)$$

通常按输入相电压 3% 压降作为输入电抗器压降,直流电抗器取值范围为输入电抗器 2~3 倍:

$$L_{\text{DC}} = (2 \sim 3) L_{\text{AC}} \quad (18)$$

三相不可控整流桥整流后输出电压平均值为

$$U_{o(\text{av})} = 1.35 U_i \quad (19)$$

整流器输出电压最大值为

$$U_{\text{max}} = \sqrt{2} U_i \quad (20)$$

取直流母线脉动率为 5%,则整流器输出电压最小值为

$$U_{\text{min}} = (1 - 5\%) U_{\text{max}} \quad (21)$$

故直流滤波环节电容器最小值为

$$C_{\text{min}} = \frac{P_i}{6(U_{\text{max}}^2 - U_{\text{min}}^2) f} \quad (22)$$

2.2 电机损耗分析模块

为了便于分析,采用正弦供电下电机实测铁耗数据拟合电压分离模型损耗系数。

由式(4),对正弦供电 $u(t) = u_m \sin \omega t$, 有

$$P_{\text{Fe, sin}} = k_h \left(\frac{2u_m}{\pi} \right)^2 / f + k_e \left(\frac{u_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (23)$$

由式(1),取 d, q 轴定子电流、励磁电流与转子磁链作为电机内部状态,考虑铁耗的 dq 坐标系下异步电机 S 函数仿真模型如图 3 所示。图 3 所示模型,为了与实际运行时电气量形式相同,在仿真模型输入输出端增加了坐标转换模块。

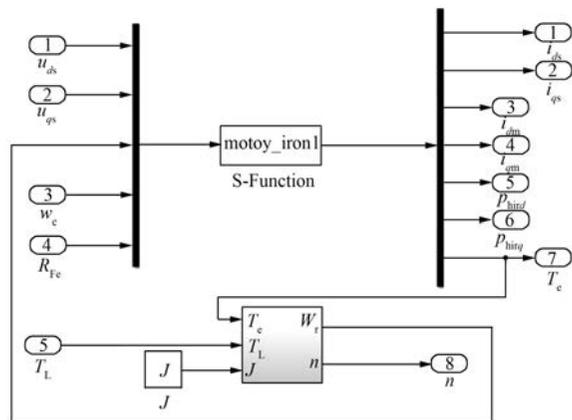


图 3 变频电机系统仿真模型

基于上述模块,建立的基于 Simulink 的变频电机系统损耗分析模型如图 4 所示。

图 4 中 A 为理想三相电压源, B 为变频器整流器、直流环节和逆变器, C 为变频器 PWM 信号产生模块, D 为信号转换模块, E 为电机模型, F 为示波器。

作为负载;B 为转矩转速传感器;D 为变频器,额定功率 30 kW;E 为功率分析仪;F 为转矩分析仪。

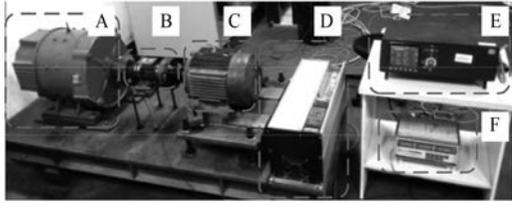


图 8 试验平台

图 9 为异步电机进入稳态后电网侧 A 相电流的仿真与试验波形;图 10 为相应电机定子 A 相电流的仿真与试验波形。可以看出仿真与试验波形基本保持一致,从而验证了仿真模型的正确性与精确性。

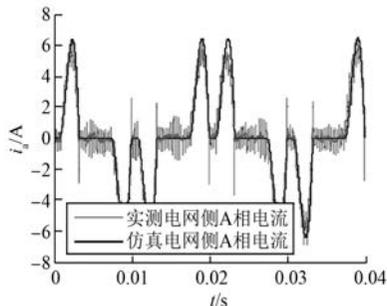


图 9 稳态电网侧 A 相电流波形图

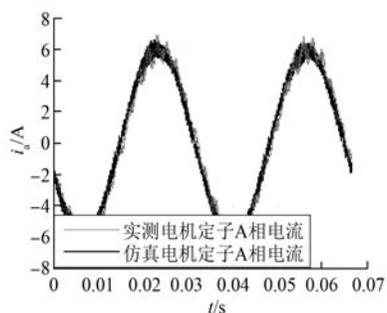


图 10 稳态定子 A 相电流波形图

为了精确的比较仿真与实测值,将系统各环节功率进行了对比,并给出相应误差百分比,如表 2 所示。由表 2 数据可以看出,仿真值与实测值基本一致,仿真结果充分证明本文提出的考虑铁耗的异步电机变频系统仿真模型是正确有效的,能反映变频电机系统在特定工况下的能耗特性。

表 2 各项功率对比

参数	实测值/W	仿真值/W	误差/%
网侧输入	1 431	1 467	-2.525
电机输入	1 205	1 260	-4.568
电机输出	1 026	1 059	-3.273

5 结 语

(1) 建立了基于 MATLAB/Simulink 的变频电机系统能耗分析实用仿真模型。该模型计及了变频供电条件下电机铁心损耗、变频器自身损耗,可适用于变频供电时电机系统的能耗分析。

(2) 对 1 台样机进行变频负载试验,不同工况下变频电机系统的各项损耗以及电流电压波形与实测值基本一致,说明本文推导出的模型能够有效模拟变频电机系统运行,对于研究变频电机系统能耗特性与节能控制等高性能控制具有重要参考价值。

【参考文献】

- [1] 崔纳新,张承慧,杜春水.变频调速异步电动机效率优化控制的研究进展[J]. 电工技术学报,2004,19(5): 36-42.
- [2] AARNIOVUORI L, LAURILA L I E, NIEMELA M, et al. Measurements and simulations of DTC voltage source converter and induction motor losses[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(5): 2277-2287.
- [3] KIRSCHEN D S, NOVOTNY D W, LIPO T A. On-line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1985(IA-21): 610-616.
- [4] HU S, ZHAO Z, BAI H, et al. An enhanced DC preexcitation with effective flux-linkage control for the high-power induction motor drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2375-2380.
- [5] LEVI E, SOKOLA M, BOGLIETTI A. Iron loss in rotor-flux-oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(5): 698-709.
- [6] JUNG J, NAM K. A vector control scheme for EV induction motors with a series iron loss model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(4): 617-624.

(下转第 120 页)