

逆变器供电异步电机稳态仿真模型

胡海滨, 周建华

(东南大学 电气工程系, 江苏 南京 210096)

摘要: 提出了一种基于同步旋转坐标的非线性异步电机模型。模型中考虑主磁路饱和影响, 同时增加了并联等效铁耗绕组考虑定子铁耗影响。模型分析了 d - q 轴间的交叉饱和, 并引入角频率描述交叉饱和。最后通过 MATLAB/Simulink 仿真试验, 验证了模型的正确性。

关键词: 逆变器; 异步电机; 交叉饱和; 铁耗

中图分类号: TM301.3; TM343 **文献标识码:** A **文章编号:** 1673-6540(2007)03-0019-05

Steady State Simulation Model of Inverter-Fed Asynchronous Motors

HU Hai-bin, ZHOU Jian-hua

(Department of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: A practical nonlinear asynchronous motor model in synchronous rotational reference frame was presented. It considered the affect of magnetic path saturation, and added parallel equivalent resistance to calculate stator iron loss in the proposed model. In the proposed model cross-saturated between d - q axis was analyzed, and angular frequency ω_s was introduced. The model was simulated and validated by MATLAB/Simulink.

Key words: inverter; asynchronous motor; cross-saturation; iron loss

0 引言

目前对异步电机模型的研究百花齐放, 国内外学者在相关的文献中提出了许多有价值的电机模型^[1-4]。文献[1]提出了静止坐标系下的异步电机模型; 文献[2]提出了三相定子轴系下的异步电机模型。以上模型都忽略了磁路饱和的影响, 在正弦供电下仿真结果误差不大, 但在研究变频控制系统和电机效率优化设计时则不能满足要求。在逆变器供电电压中含有高次谐波和磁路饱和的影响, 使得电机的特性分析相当困难。有些学者使用基于时变场的有限元方法来分析异步电机特性^[5]。但是这种方法的实现从电机的建模到求解都非常的困难, 且难以用在实时运行控制和优化分析场合。传统的 d - q 轴电机模型, 可快速有效分析电机, 但是当电机运行在高次谐波和铁心饱和的状态下, 则会引起较大的误差。文献[3]提出的异步电机模型, 考虑了主磁路饱和, 并作了一定的分析, 但这些模型在考虑饱和方面还不够准确, 同时未计及功率损耗, 以致不能准确计算电机的谐波损耗和电机效率, 影响仿真精度。

本文在传统 d - q 模型的基础上, 根据文献[6]提出的电机物理模型思路, 引入交叉饱和的概念, 实现了电机磁路饱和和铁心损耗的实用模型。

1 异步电机数学模型

1.1 坐标变换

三相异步电机经坐标变换后, 可等效成在同步旋转坐标系 d - q 轴上的二相电机模型; 同时在定子侧增加两个铁耗等效绕组^[7], 在激磁回路中增加两个电压源来等效 d - q 轴交叉饱和的影响, 得到电机等效电路如图 1。将电机定转子三相绕组的物理量分别用矩阵 X_{abcs} 、 X_{abcr} 表示, 等效后的电机定转子二相绕组的物理量用矩阵 X_{dqs} 、 X_{dqr} 表示; 其中矩阵 X 可表示电压量或电流量, 则

$$X_{dqs} = K(\theta_r) X_{abcs}, X_{dqr} = K(\theta_r) X_{abcr} \quad (1)$$

$$K(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot$$

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_r & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, θ_r 为转子轴和 d 轴之间的夹角。

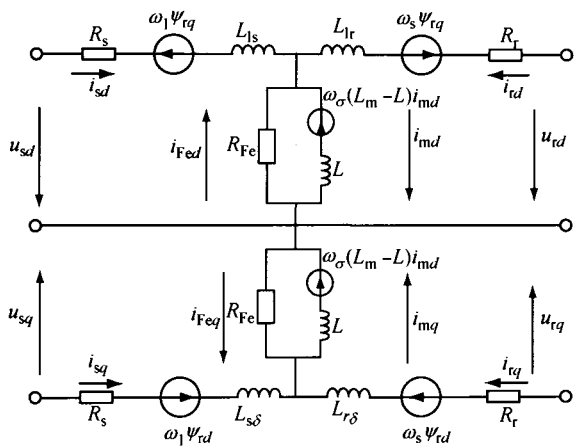


图1 考虑铁耗和饱和的异步电机 d - q 轴等效电路

1.2 同步旋转坐标系下异步电机建模

1.2.1 电压方程

由图1 等效电路推导出定转子电压方程为

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{md}}{dt} + L_{s\sigma} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_1 (\Psi_{mq} + L_{s\sigma} i_{sq}) \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{mq}}{dt} + L_{s\sigma} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_1 (\Psi_{md} + L_{s\sigma} i_{sd}) \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\Psi_{md}}{dt} + L_{r\sigma} \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s (\Psi_{mq} + L_{r\sigma} i_{rq}) \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\Psi_{mq}}{dt} + L_{r\sigma} \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_s (\Psi_{md} + L_{r\sigma} i_{rd}) \\ 0 = R_{Fe} i_{Fed} + \frac{d\Psi_{md}}{dt} - \omega_1 \Psi_{mq} \\ 0 = R_{Fe} i_{Feq} + \frac{d\Psi_{mq}}{dt} + \omega_1 \Psi_{md} \end{cases} \quad (3)$$

1.2.2 磁链方程

其磁链方程为

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_{s\sigma} i_{sd} + \Psi_{md} = L_{s\sigma} i_{sd} + L_m i_{md} \\ \Psi_{sq} = L_{s\sigma} i_{sq} + \Psi_{mq} = L_{s\sigma} i_{sq} + L_m i_{mq} \\ \Psi_{rd} = L_{r\sigma} i_{rd} + \Psi_{md} = L_{r\sigma} i_{rd} + L_m i_{md} \\ \Psi_{rq} = L_{r\sigma} i_{rq} + \Psi_{mq} = L_{r\sigma} i_{rq} + L_m i_{mq} \end{cases} \quad (4)$$

式中: Ψ_{md}, Ψ_{mq} ——主磁链的 d 轴和 q 轴分量。

1.2.3 运动方程

根据电机转子的功率平衡关系和式(4), 可得电磁转矩方程

$$T_e = N_p \frac{L_m}{L_{lr} + L_m} [\Psi_{rd} (i_{sq} + i_{Feq}) - \Psi_{rq} (i_{sd} + i_{Fed})]$$

其运动方程为

$$T_e - T_l = \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt}$$

式中: $R_s, L_{s\sigma}, R_r, L_{r\sigma}$ ——分别为定、转子的阻抗和漏电感;

R_{Fe} ——等效铁损电阻;

T_e ——电磁转矩;

T_l ——负载转矩;

n_p ——电机极对数;

J ——转动惯量;

U_{sd}, U_{sq} ——定子 d, q 轴电压。

1.2.4 主磁路饱和与 d - q 轴交叉饱和

正常运行时, 电机主磁路中存在饱和现象, 铁磁材料的磁导是变化的。磁路饱和用主磁链 Ψ_m 和励磁电流的幅值 I_m 的非线性函数关系 $\Psi_m = f(I_m)$ 表示。此非线性关系由电机空载试验和 MATLAB 数据拟合工具箱获得。

d - q 轴励磁电流方程为

$$\begin{cases} i_{md} = i_{sd} + i_{rd} + i_{Fed} \\ i_{mq} = i_{sq} + i_{rq} + i_{Feq} \end{cases} \quad (5)$$

励磁电流幅值为 $I_m = \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2}$ 。

在使用二相坐标时, 存在 d - q 轴之间的交叉饱和。在模型中引入角频率 ω_δ 反映 d - q 的交叉饱和。 ω_δ 的定义如图2 所示。

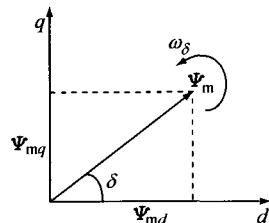


图2 ω_δ 的定义

由图2 得

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{md}}{dt} = L \frac{di_{md}}{dt} - \omega_\delta (L_m - L) i_{mq} \\ \frac{d\Psi_{mq}}{dt} = L \frac{di_{mq}}{dt} + \omega_\delta (L_m - L) i_{md} \end{cases} \quad (6)$$

式中: L ——动态电感, $L = \frac{d\Psi_m}{dI_m}$;

L_m ——线性稳态电感, $L_m = \frac{\Psi_m}{I_m}$ 。

式(6)中, $-\omega_\delta (L_m - L) i_{mq}$ 和 $+\omega_\delta (L_m - L) i_{md}$ 项反映了对交叉饱和的影响。当 $L_m = L$ 时, 交叉饱和的影响消失, L 为常数, 即不考虑饱和模型。

将式(4)~(6)代入式(3),记 p 为微分算子, 化简后得式(7),即为异步电机的数学模型。

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + (L_{sr} + L) p & -\omega_s(L_m - L) - \omega_1 L_m - & L_p & -\omega_1 L_m - & & \\ & \omega_1(L_m - L_{sr}) & & \omega_s(L_m - L) & L_p & -\omega_1 L_m - \\ \omega_s(L_m - L) + & R_s + (L_{sr} + L) p & \omega_1 L_m + & L_p & \omega_1(L_m + & \\ \omega_1(L_m + L_{sr}) & & \omega_s(L_m - L) & & \omega_s(L_m - L) & L_p \\ L_p & -\omega_s(L_m - L) - & R_r + (L_{rr} + L) p & -\omega_s(L_m + L_{rr}) - & L_p & -\omega_s L_m - \\ & \omega_s L_m & & \omega_s(L_m - L) & & \omega_s(L_m - L) \\ \omega_s(L_m - L) + & L_p & \omega_s(L_m + L_{rr} + & R_r + (L_{rr} + L) p & \omega_s L_m + & L_p \\ \omega_s L_m & & \omega_s(L_m - L) & & \omega_s(L_m - L) & \\ L_p & -\omega_1 L_m - & L_p & -\omega_1 L_m - & R_{fe} + L_p & -\omega_1 L_m - \\ & \omega_s(L_m - L) & & \omega_s(L_m - L) & & \omega_s(L_m - L) \\ \omega_1 L_m + & L_p & \omega_1 L_m + & L_p & \omega_1 L_m + & R_{fe} + L_p \\ \omega_s(L_m - L) & & \omega_s(L_m - L) & & \omega_s(L_m - L) & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{fed} \\ i_{feq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

2 模型仿真

根据本文推导得到的异步电机的状态方程编制仿真程序,在研究变频控制系统的性能和设计中得到了成功的应用。

为了验证模型,使用试验室中一台三相四极鼠笼式异步电机进行稳态性能仿真。电机铭牌参数:2.2 kW,380 V,4.81 A,1 430 r/min,定子绕组 Y 接法。模型中电机参数通过短路试验、空载试验获得。电机空载试验数据和拟合曲线如图 3 所示。

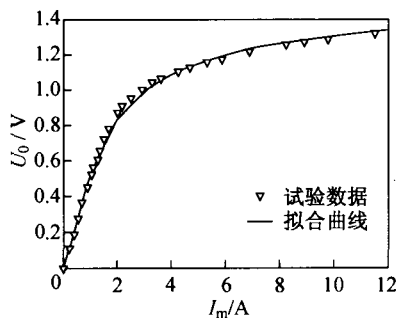


图3 电机空载试验数据和拟合曲线

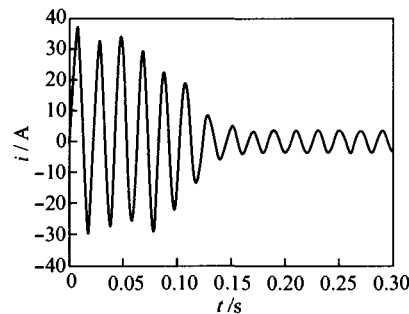
使用 MATLAB 数据拟合工具箱,得到电机磁化曲线拟合公式为

$$\Psi_m = 0.870 \tan(0.683 6 I_m) + 0.006 6 I_m$$

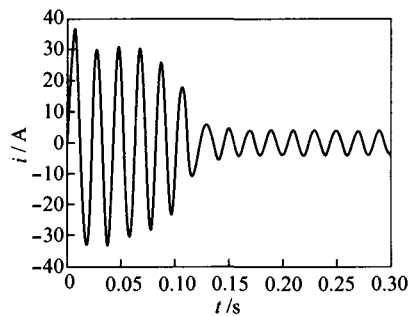
$$L_m = \frac{\Psi_m}{I_m}$$

$$L = \frac{d\Psi_m}{dI_m} = \frac{0.59}{(1 + 0.467 \times I_m^2)} + 0.006 6$$

正弦供电下电机空载仿真波形如图 4 所示。



(a) 传统 d-q 模型定子 a 相波形



(b) 改进模型定子 a 相波形

图4 正弦波供电时定子 a 相电流比较

SPWM 型逆变器供电下逆变器输出线电压波形如图 5 所示。图 6~9 分别为传统 d-q 模型以及考虑磁路饱和与铁耗的模型在 50 Hz、25 Hz 起动时定子电流和转矩仿真波形。

由图 4 可以看出,磁路饱和对电机的起动时间并无影响,但考虑饱和与铁耗的模型空载电流幅值比传统模型约大 12%。这是由于当电机空载运行时定子电流较小,使得定子绕组的漏抗压降较小,感应电势较大,主磁路饱和程度较大,此时定子电流比不考虑饱和时略大。

图 5 为 SPWM 方式运行时的电机输入线电压波形,为非正弦波形,存在系列谐波。通过图 6 和图 8 对比可以得出:在逆变器供电下,饱和与铁耗模型空载定子电流波形基本相同,但幅值增加了近 12.5%,电机输出电磁转矩脉动幅值增大。由于电机主磁路饱和,主磁链不是正弦波,使得转子电流中的低频分量增加,导致电磁转矩中低频分量增加,幅值增大。图中可以清楚的看出转矩脉动的次数和大小。

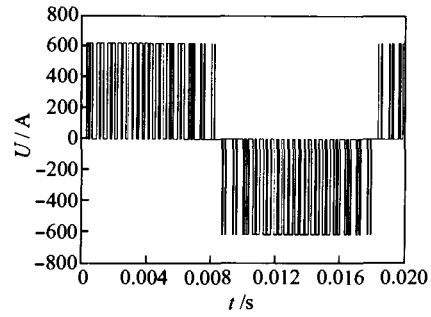
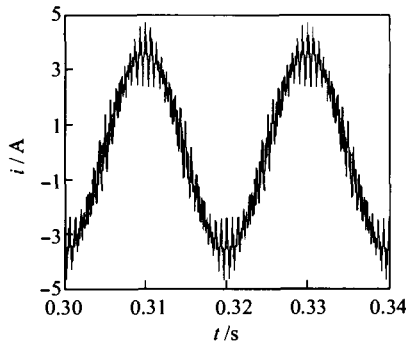
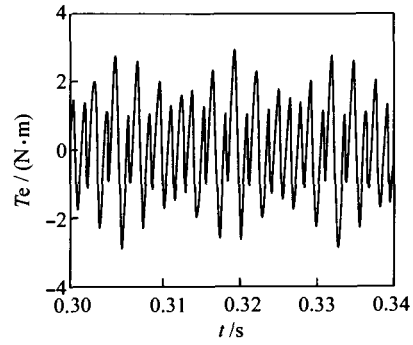


图 5 逆变器输出线电压波形

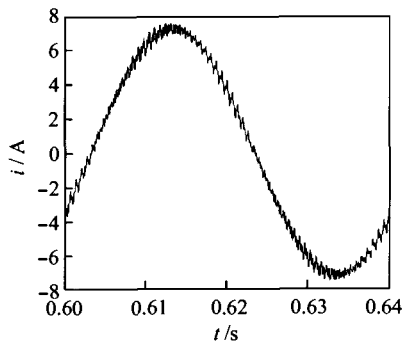


(a) 定子电流

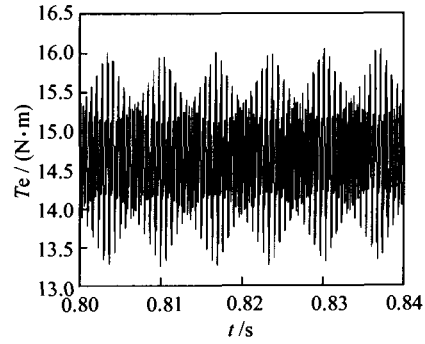


(b) 转矩脉动

图 6 传统 $d-q$ 模型空载 50 Hz 启动时定子电流和转矩仿真波形(逆变器输出线电压基波 380 V)

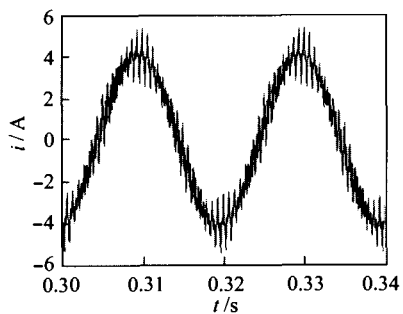


(a) 定子电流

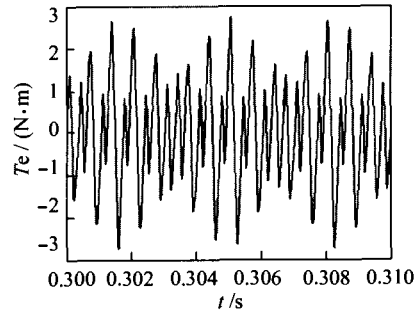


(b) 转矩脉动

图 7 传统 $d-q$ 模型满载 25 Hz 启动时定子电流和转矩仿真波形(逆变器输出线电压基波 190 V)



(a) 定子电流



(b) 转矩脉动

图 8 考虑主磁路饱和与铁耗模型空载 50 Hz 时启动定子电流和转矩仿真波形(逆变器输出线电压基波 380 V)

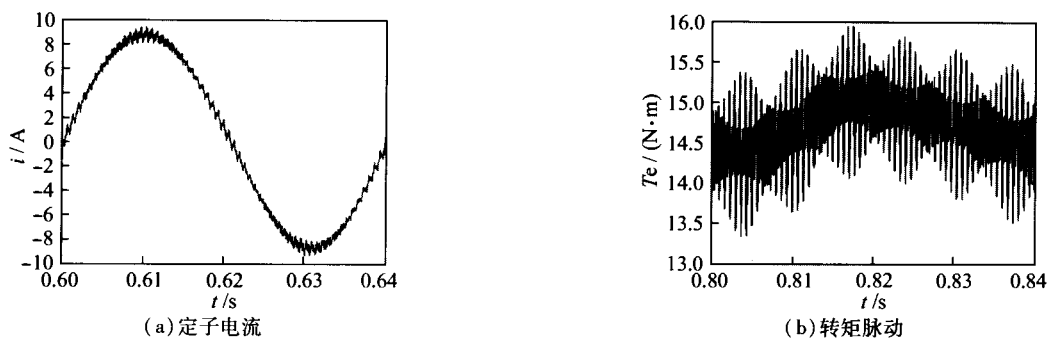


图9 考虑主磁路饱和与铁耗模型满载 25 Hz 时起动定子电流和转矩仿真波形(逆变器输出线电压基波 190 V)

3 结 语

本文提出了一种基于同步旋转坐标的非线性异步电机模型。该模型考虑了电机的主磁路饱和,同时引入了交叉饱和概念;还考虑了定子铁耗的影响,进一步提高了模型的精确性。最后通过与传统 $d-q$ 电机模型仿真比较,证明了该模型的实用性。文中提及的异步电机模型忽略了转子的集肤效应和变频器供电下等效铁耗电阻不应为常数等问题,这些都有待今后进一步研究。

【参 考 文 献】

- [1] 顾德英,季正东,张平. 基于 SIMULINK 的异步电机的建模与仿真[J]. 电力系统及其自动化学报, 2003,15(2):71-73.
- [2] 杨向宇,申辉阳. 三相异步电机定子轴系 ABC 下

- 的 Matlab/Simulink 仿真模型[J]. 华南理工大学学报(自然科学版),2004,32(4):70-73.
- [3] 林友杰,吴汉光. 考虑主磁路饱和时的异步电机 $d-q-n$ 模型[J]. 中小型电机,2005,32(6):11-14.
- [4] 芦小静. 考虑铁损的异步电机仿真建模[J]. 电机与控制应用,2005,32(8):3-6.
- [5] ARKKIO A. Finite element analysis of cage induction motors fed by static frequency converters[J]. IEEE Trans on Magnetics,1990,26(2):551-554.
- [6] BOLDEA I, NASAR S A. Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal-axis model of electric machines[J]. IEE Proceedings,1987, Pt. B, 134(6):355-363.
- [7] LEVI E. Impact of cross-saturation on accuracy of saturated induction machine models[J]. IEEE Trans on Energy Conversion,1997,12(3):211-216.

收稿日期:2005-11-30

· 简 讯 ·

“体验传动、节能无限——罗克韦尔自动化 Allen-Bradley 变频器全国巡回展”盛大开幕

全球领先的自动化、控制与信息解决方案提供商罗克韦尔自动化于2007年2月9日上午在深圳新王朝酒店隆重举行了“体验传动、节能无限——罗克韦尔自动化 Allen-Bradley (以下简称 A-B) 变频器全国巡回展”开幕典礼。此次展会吸引了众多参观者前来参观,其中包括行业用户、OEM 原始设备商、与行业协会的专家等。

罗克韦尔自动化 A-B 系列变频器具有功能强大、控制灵活等特点与优势。近年来,罗克韦尔自动化不断推出了一系列新型变频器,极大地丰富了其变频器应用市场。从低端的简单调速节能到高端的复杂应用,从 0.37 kW 到 26 500 kW 的功率范围,罗克韦尔自动化都能为用户提供合适的产品,全面满足用户在节能方面的需求。

A-B 变频器继承了罗克韦尔自动化在自动化控制领域的强势,在网络总线、通信接口、编程语言和硬件结构等多个平台享有充分的共享性和灵活性,易于起动、操作和维护,可满足全球任何行业的需要。

(罗克韦尔自动化公司 供稿)