

# 单边盘式感应电机的数学模型与转矩分析

朱熙, 范瑜, 吕刚, 秦伟, 张晓东

(北京交通大学电气工程学院, 北京市海淀区 100044)

## Modeling and Torque Analysis of a Disc Induction Motor

ZHU Xi, FAN Yu, LÜ Gang, QIN Wei, ZHANG Xiao-dong

(College of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Haidian District, Beijing 100044, China)

**ABSTRACT:** Because the large airgap and main factors that vary with diameter, traditional analysis method results in large error in analyzing disc motor. A new disc induction motor electromagnetic model was proposed. Sub-loop calculation and airgap vector magnetic potential equation were used to improve the model accuracy. T model equivalent circuit of the model was achieved based on one-dimensional model. The influence of transverse end effect was taken account of by directly introduced into equivalent airgap length, leaving out the transverse end effect factors. Field inductance, rotor resistance and torque vary with slip ratio were analyzed. The three phase voltages, flux linkages and currents were transformed into two phase relevant equations in synchronous axis. Realized the implementation of indirect-field oriented control. A prototype machine was produced and analyzed by the proposed model, simulations and experiments were carried out. the results match well, speed regulating performance is good, which indicate that the new model is correct and effective.

**KEY WORDS:** disc motor; equivalent circuit; transverse end effect; torque

**摘要:** 由于盘式电机气隙较大且主要参数随半径变化, 采用传统电机分析方法在分析盘式电机时会造成较大误差。提出一种用于分析盘式电机的新型电磁模型, 模型采用分环计算和求解气隙矢量磁位方程的方法提高模型精度。利用一维磁场分析的方法得到模型的 T 型等效电路。横向边端效应的影响被引入计算等效气隙长度的过程, 省去了等效电路中的横向边端效应系数。利用等效电路分析了励磁电感、转子电阻和电磁转矩随转差率变化的情况。将三相静止坐标系下的三相电压、电感和电流转化为两相旋转坐标系下的对应值, 以采用间接磁场定向控制。通过制作一台样机, 并对其进行

分析、仿真和实验验证, 其结果吻合度高, 电机调速性能良好, 证明所提模型是正确和有效的。

**关键词:** 盘式电机; 等效电路; 横向边端效应; 转矩

## 0 引言

盘式感应电机的定转子铁心均呈圆盘状, 由铁心冲卷机冲制、卷绕而成, 且二者在空间上呈平面相对放置。这样的特殊结构, 非常有利于散热, 因而定转子可选取较高的电流密度, 获得较大的起动转矩、过载能力及较高的功率重量比。与相同容量的传统径向磁场电机相比, 它具有轴向尺寸短、体积小、重量轻的特点, 所以, 盘式电机非常适合作为力矩电动机使用。为了在输出转矩的同时, 实现有效的调速控制, 本文采用间接磁场定向控制, 该控制策略不需要转子磁链观测信息, 结构简单, 调试方便, 可靠性高, 但在转子参数估算误差较大时系统性能将会明显下降, 这就需要建立准确的盘式电机数学模型<sup>[1-4]</sup>。

盘式感应电机是一种轴向磁场电机, 电机的定子绕组沿铁心径向放置, 在气隙中产生轴向磁通。这样的特殊结构导致磁路长度、齿宽、等效气隙长度以及磁路的饱和程度均随半径的增加而变化, 使气隙磁场沿径向分布不均匀。而在研究盘式电机时普遍采用传统电机的研究方法即平均直径法, 这样的方法没有考虑到各磁场量沿径向的变化, 存在很大的局限性, 同时由于盘式电机存在比较明显的绕组端部效应影响和气隙较大的问题, 用分析传统电机的方法分析盘式电机并不适用, 为提高计算精度, 文献[2-4]等提出了沿径向用分环法计算, 该方法的特点是, 将盘式电机沿径向等分为 $n$ 个环, 对于每一个小环, 其磁场变化不大, 可当作相等量处

基金项目: 国家自然科学基金项目(50807004); 教育部博士点基金项目(20090009110025)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50807004); Ph.D. Programs Foundation of Ministry of Education of China (20090009110025).

理。但是这些文章都没有在分环分析的基础上建立有效的等效电路,也没有考虑定、转子开槽的影响和盘式电机横向端部效应所造成的影响。

## 1 新型电磁模型与等效电路

### 1.1 新型电磁模型

本文所构造的电磁模型是基于分析盘式电机常用的分环计算方法,将盘式电机沿径向等分为  $n$  个环,对每个环进行分析计算。由于盘式电机是磁通方向类似直线电机的轴向磁场电机,应用传统柱状电机的经验公式对每个环进行分析得出的结果并不十分准确<sup>[3]</sup>,为保证计算的准确性,必须通过求解气隙磁场分布进行分析。

若对环形模型进行磁场分析,磁场分布的表达式将会十分复杂,求解困难<sup>[5]</sup>,故本文将每个环沿径向剖开拉直,如图1所示,这样便得到一系列类似直线电机的窄长矩形结构,电流及气隙磁场的径向分布被转化为横向分布,各条状结构的主要参数区别均与极距不同相关联,采用各环平均极距计算,其余参数如槽宽、铁心高度等均相等;假设铁心纵向长度无穷大,以避免模型铁心纵向开断对分析计算造成影响;抽象地认为各环之间电流、磁通等量以定子槽为基准仍然连续。

这样就得到了一组长度、宽度、高度一致的窄长矩形电机结构,各矩形结构绕组中流过的电流幅值、相位、方向均一致,各环对应气隙磁通为并联关系,矢量磁位在一定误差范围内可认为是连续的,通过对电机内部磁场储能计算可以得到盘式电机的T型等效电路。

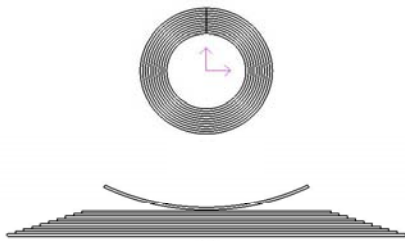


图1 盘式电机分环展开示意图  
Fig. 1 Structure of disc motor

### 1.2 T型等效电路

图2给出了任意环的结构示意图和参考坐标系以及主要尺寸参数,电机沿纵向  $x$  方向运动,认为电机绕组电流均沿  $z$  方向流动且三相电流对称。

为计算电机的T型等效电路,做如下假设<sup>[6-9]</sup>:

1) 用空间分布和时间变化都是正弦的等效电流层

代替定子绕组电流产生的磁势,并只考虑其基波分量;2) 用气隙系数来代替齿槽效应、气隙磁通分布不均匀及横向端部效应的影响。

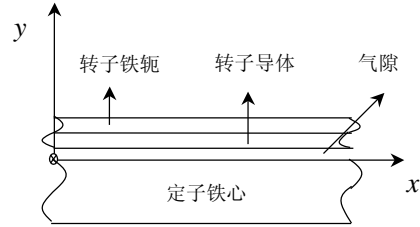


图2 侧面展开图与求解坐标系

Fig. 2 Side elevation and coordinate system

首先利用一系列修正系数求出各环的等效气隙<sup>[9]</sup>:

$$g_{e1} = K_c g = \frac{t(5g+b)}{t(5g+b)-b^2} g \quad (1)$$

式中:  $K_c$  为消除定、转子开槽对气隙中磁场波形的影响引入的卡氏系数,对应不同的开槽方式其表达式不同,样机采用单边开槽,开口槽型;  $g$  为实际气隙长度;  $g_{e1}$  为齿槽效应影响的第1等效气隙;  $t_i$  为第  $i$  环平均齿距 ( $i=1, 2, \dots, n$ );  $\tau_i$  为第  $i$  环平均极距;  $b$  为槽口宽度。

$$g_{e2} = K_{g2} g_{e1} = \frac{\sinh(\pi g_{e1}/2\tau_i)}{\pi g_{e1}/2\tau_i} g_{e1} \quad (2)$$

式中  $K_{g2}$  为消除  $y$  方向上磁场波形分布不均匀的影响引入的第2气隙系数。

$$g_{e3} = K_{g3} g_{e2} = \frac{1}{1-0.066g_{e2}/l_g} g_{e2} \quad (3)$$

式中:  $K_{g3}$  为补偿横向边端效应的气隙系数;  $l_g=(D_1-D_i)/2$  为盘式电机的宽度;  $D_1$ 、 $D_i$  为盘式电机的内、外直径。

从电磁场基本方程出发,建立拉普拉斯方程或泊松方程,根据安培环路定理和边界条件对方程求解,得出气隙及转子导体中包含横向端部效应影响的各场量解析表达式,通过各分界面上的磁场解析式求出从定子传送到气隙和转子的复功率<sup>[6-8]</sup>。

根据场路复量功率相等关系可知在图3所示的T型等效电路中的各参数与各场量有如下关系<sup>[7]</sup>:

$$m\dot{I}_1(-\dot{E}_1) = P_2 + j(Q_2 + Q_g) \quad (4)$$

$$\dot{I}_2^* = (P_2 + jQ_2)/m(-\dot{E}_1) \quad (5)$$

$$\dot{I}_m^* = jQ_g/m(-\dot{E}_1) \quad (6)$$

$$r_2 = P_2/m|\dot{I}_2^*| \quad (7)$$

$$x_2 = Q_2/m|\dot{I}_2^*| \quad (8)$$

$$x_m = m \left| \dot{E}_1 \right|^2 / Q_g \quad (9)$$

虚拟定子相电势为

$$-\dot{E}_1 = \sum_{i=1}^n \sqrt{2} W k_w [P_{2i} + j(Q_{2i} + Q_{gi})] / p \tau_i J_1 \quad (10)$$

定子相电流有效值为

$$\dot{I}_1 = \sum_{i=1}^n [P_{2i} + j(Q_{2i} + Q_{gi})] / m(-\dot{E}_1) \quad (11)$$

式中： $m$  为电机相数； $P_2 = \sum_{i=1}^n P_{2i}$ 、 $Q_2 = \sum_{i=1}^n Q_{2i}$  为电机转子有功功率及无功功率； $Q_g = \sum_{i=1}^n Q_{gi}$  为电机气隙消耗的无功功率； $\dot{I}_2^*$  为电机等效转子电流； $\dot{I}_m^*$  为电机等效励磁电流； $r_1$ 、 $r_2$  为电机定子、转子等效电阻； $x_1$ 、 $x_2$ 、 $x_3$  为电机定子、转子、励磁等效电抗； $p$  为电机极对数； $W$  为定子绕组串联匝数； $k_w$  为定子绕组的绕组系数。

盘式电机结构对称，在运动方向上闭合，且三相绕组完全对称，故不存在类似直线电机的纵向边端效应问题，但由于受极距影响的各电磁场量随半径增大变化明显，故横向边端效应的影响较为突出，本文将横向边端效应的影响在求解等效气隙的过程中体现出来，这样的处理方式比较符合分环计算的特点，并省去了 T 型等效电路中对应的系数。由于转子电阻还受到集肤效应的影响，故本文在上述公式中引入集肤效应系数  $k_f$  以抵消集肤效应对转子电阻的影响<sup>[7]</sup>。

用以上方法求得的 T 型等效电路如图 3 所示，其形式与柱状旋转电机基本一致<sup>[10]</sup>，模型得到较好的统一，与传统分析方法得出的结果也相符<sup>[1]</sup>，因此，该 T 型等效电路可以作为盘式电机稳态分析的有效工具。

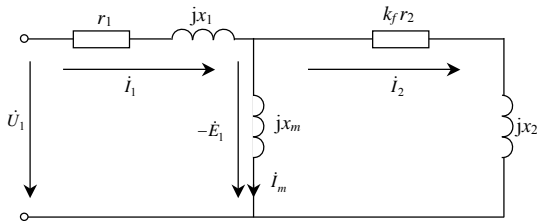


图 3 盘式电机 T 型等效电路

Fig. 3 T-model equivalent circuit of disc motor

## 2 电压、磁链方程及坐标变换

三相静止 ABC 坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

磁链方程：

$$\begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{ts} & L_{tr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中  $u_1$ 、 $u_2$ 、 $i_1$ 、 $i_2$ 、 $\psi_1$ 、 $\psi_2$  为定、转子电压、电流、磁链的瞬时值。

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} x_m + x_1 & -x_m/2 & -x_m/2 \\ -x_m/2 & x_m + x_1 & -x_m/2 \\ -x_m/2 & -x_m/2 & x_m + x_1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$L_{tr} = \begin{bmatrix} x_m + x_2 & -x_m/2 & -x_m/2 \\ -x_m/2 & x_m + x_2 & -x_m/2 \\ -x_m/2 & -x_m/2 & x_m + x_2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$L_{ts} = L_{sr}^T = x_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (16)$$

异步电机是一个高阶、非线性、强耦合系统，为能够用有效的控制策略驱动实验装置，对理论分析得出的参数结果进行论证，就要求对电机的电磁关系进行有效地解耦<sup>[11-16]</sup>。

经过 ABC 至  $dq0$  的坐标变换得到两相旋转坐标系下磁链方程，由于磁链的零轴分量对  $d$ 、 $q$  轴磁链独立，故不写入磁链方程：

$$\begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2}x_m + x_1 & & & \\ & \frac{3}{2}x_m & & \\ & & \frac{3}{2}x_m + x_1 & \\ & & & \frac{3}{2}x_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (17)$$

代入  $dq0$  坐标系下的定子和转子的电压方程得到该坐标系下的电压方程：

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & r_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_2 L_m & K_f r_2 + L_s p & -\omega_2 L_r \\ \omega_2 L_m & L_m p & \omega_2 L_r & K_f r_2 + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中： $L_s = 3x_m/2 + x_1$ ； $L_r = 3x_m/2 + x_2$ ； $L_m = 3x_m/2$ ； $\omega_{11} = p\theta$  为  $dq0$  坐标系相对定子旋转的角速度， $\omega_{12}$  为  $dq0$  坐标系相对转子旋转的角速度。电压方程式(18)中不包含磁链相关的微分量，易于实现对电机转速和转矩的控制。

由以上磁链以及电压方程可见，盘式电机的相关表达式形式与柱状电机完全相同，只是具体表达式和参数值中由于盘式电机考虑了诸如横向边端

效应等的问题所以有所不同,且需在转子电阻阻值前加入集肤效应系数 $k_f$ 来抵消集肤效应对气隙磁场及等效电路参数的影响。

### 3 计算仿真及实验

#### 3.1 等效电路主要参数

本文采用计及横向端部效应和转子集肤效应的T型等效电路模型,对电机的整个运行过程( $s=0\sim 1$ )进行仿真计算,对电机各参数在运行过程中的变化做出说明。

转子电阻变化如图4所示,可以看出,2种方法得到的转子电阻差别不明显,起动时转子电阻用分环计算的结果为 $0.1056\ \Omega$ ,用平均直径法得到的结果为 $0.1036\ \Omega$ ,分环计算的结果稍高,随着转差率的减小,平均直径法的结果增加的速度稍高于分环计算结果。

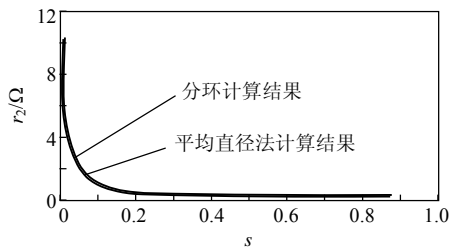


图4 转子电阻曲线

Fig. 4 Rotor current curve

励磁电抗变化如图5所示,可见,2种计算方法得到的励磁电抗结果和变化趋势差异明显,只在转差率为0时相等,起动状态下分环计算结果为 $8.6955\ \text{mH}$ ,而平均直径法的结果为 $10.1630\ \text{mH}$ 。

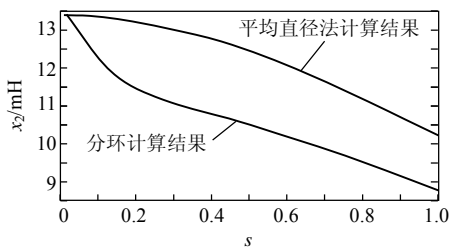


图5 励磁电抗变化曲线

Fig. 5 Excitation reactance curve

#### 3.2 转矩分析

采用一台三相盘式感应电机作为实验验证对象,电机定子内径 $6\ \text{cm}$ ,外径 $10\ \text{cm}$ ,定子三相绕组采用星型接法,额定频率 $50\ \text{V}$ ,额定电压 $380\ \text{V}$ ,额定相电流 $1\ \text{A}$ ,物理气隙 $2\ \text{mm}$ ,转子导体板厚度 $1\ \text{mm}$ ,铁磁背板厚度 $1\ \text{mm}$ 。留出定子绕组抽头,并按照实验需要连接成不同结构。

本文采用间接磁场定向方式,图6为系统结构

框图,采样反馈信号为定子 $d$ 轴、 $q$ 轴电流及转子转速,分别与相应给定信号比较后送入PI调节器,将所得调节信号送入2/3转换器变换为变频器的驱动信号驱动电机<sup>[13-16]</sup>。

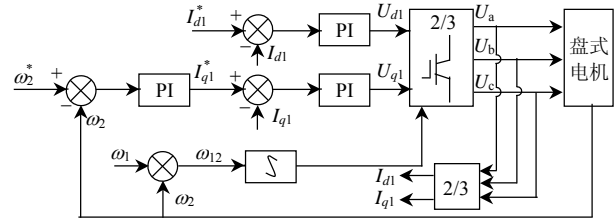


图6 间接磁场定向控制示意图

Fig. 6 Indirect-field orientation control diagram

图7为电机定子绕组采用2极接法时的电机转矩随转差率变化曲线,可见,分环计算得到的转矩曲线更为平滑,变化趋势更接近实验结果<sup>[6-7,17]</sup>。

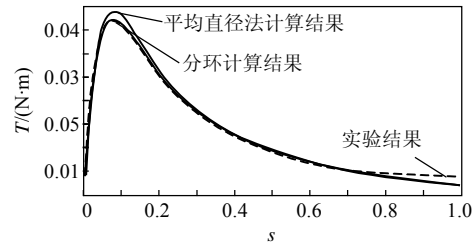


图7 2极盘式电机转矩变化曲线

Fig. 7 Torque curve of 2-pole disc motor

图8表示电机定子绕组采用4极连接时的电机转矩随转差率变化曲线,由图可知,分环计算得到的转矩曲线更为平滑,趋势上更接近实验结果。

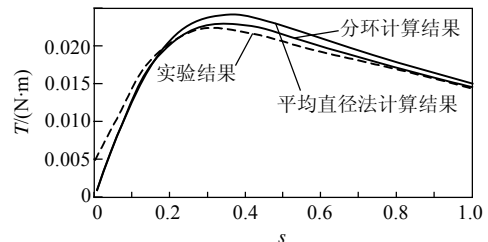


图8 4极盘式电机转矩变化曲线

Fig. 8 Torque curve of 4-pole disc motor

从图7和图8可以看出,通过本文提出的等效模型和分环计算所得等效电路参数求得的电机转矩结果比传统的平均直径法准确度更高。

2极电机机械特性比4极电机陡,但是能够达到更大的峰值扭矩,利用有效的变频控制策略使它的转差频率保持在 $5\ \text{Hz}$ 左右即可以得到更大的起动转矩。

#### 3.3 实验结果

给定斜坡速度指令,指令输出为 $0\sim 5\ \text{V}$ ,对应电机转速 $0\sim 3000\ \text{r/min}$ ,稳定转速设为 $1500\ \text{r/min}$ ,

实测信号通过 4 倍差分放大器输入示波器<sup>[18]</sup>。图 9 为给定斜坡速度指令信号，图 10 为电机转速响应，可见实际转速响应迅速，约 2.2 s 后达到指定稳定速度，跟踪效果良好，无转速超调。

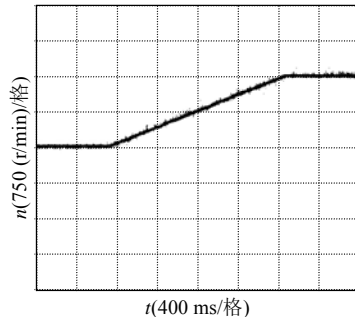


图 9 电机转速指令波形

Fig. 9 Speed demand curve

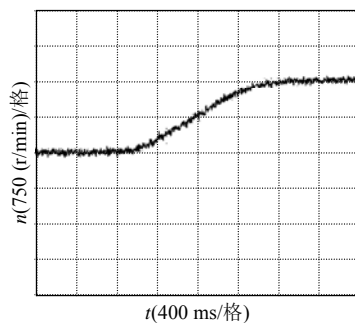


图 10 电机转速实验

Fig. 10 Speed experimentation curve

定子输入相电流实测数据如图 11 所示，在速度指令的斜坡上升阶段，电流幅值和频率都随指令逐步增加，达到平稳时，电流的幅值和频率也均稳定。实验证明通过本文建立的模型推导出的电机参数用于设计电机的起动和运行控制是准确可靠的。

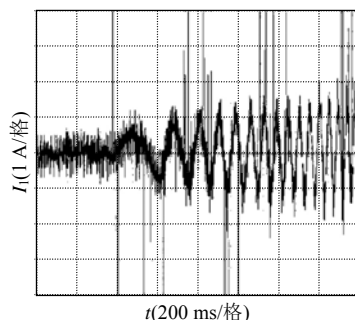


图 11 起动区间输入相电流波形

Fig. 11 Starting input phase current curve

## 4 结论

本文根据单边盘式电机的结构和参数特征，结合轴向磁场电机和直线电机的分析方法，提出了针对该电机的新的电磁和数学模型，经仿真和实验验证，该模型能够对电机特性和控制进行有效分析。

等效电路只适合作为稳态运行状态下的分析工具，无法准确描述电机暂态运行的工作特性。可在该电磁模型基础上进一步利用电磁场分析方法研究电机内部各绕组间的电磁关系，建立微分状态方程作为准确分析电机暂态运行特性的工具。

## 参考文献

- [1] 孙建忠, 白凤仙. 特种电机及其控制[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2005: 155-198.  
Sun Jianzhong, Bai Fengxian. Special electrical machine and control[M]. Beijing: China Water Power Press, 2005: 155-198(in Chinese).
- [2] 王琳, 何全普, 马志云. 轴向磁场异步电机磁场分布研究—兼评某些量的工程计算方法[J]. 电工技术杂志, 1992(3): 6-8.  
Wang Lin, He Quanpu, Ma Zhiyun. Investigation on magnetic field distribution of axial field induction motor—engineering calculation method of some parameters[J]. Electric Engineering, 1992(3): 6-8(in Chinese).
- [3] 关恩禄, 关沫. 三相盘式感应电机设计要点及优化设计[J]. 沈阳工业大学学报, 1999, 21(6): 502-505.  
Guan Enlu, Guan Mo. Design point of three-phase disc induction motor and optimization design[J]. Journal of Shenyang University of Technology, 1999, 21(6): 502-505(in Chinese).
- [4] 辜承林. 转子无铁心式直流永磁盘式电机的磁场和解析分析与优化设计[J]. 中国电机工程学报, 1996, 16(2): 125-129.  
Gu Chenglin. Optimization of permanent-magnet axial field coreless DC motors based on magnetic-field-magnet method[J]. Proceedings of the CSEE, 1996, 16(2): 125-129(in Chinese).
- [5] Qishan G, Shuhong H. Analytic approach to magnetic circuit for saturated axial-field induction machines[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 1994, 141(1): 27-32.
- [6] ANasar S. Linear motion electric machines[M]. New York: A Wiley-Interscience Publication, 1976: 57-137.
- [7] 龙遐令. 直线感应电动机的理论和电磁设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 2006: 1-156.  
Long Xialing. Linear induction motor theory and electromagnetic design method[M]. Beijing: Science Press, 2006: 1-156(in Chinese).
- [8] 龙遐令. 直线异步电动机等值电路的通用推导方法[J]. 电工技术学报, 1993, 8(4): 55-60.  
Long Xialing. A general method driving the equivalent circuit of linear induction motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1993, 8(4): 55-60(in Chinese).
- [9] 张广溢. 直线电机静态横向边端效应研究[J]. 电机与控制学报, 1999, 3(2): 126-128.  
Zhang Guangyi. Research on the static transverse end effect of the linear motor[J]. Electric Machines and Control, 1999, 3(2): 126-128(in Chinese).
- [10] Duncan J, Eng C. Linear induction motor-equivalent-circuit model [J]. IEE Proceedings, 1983, 130(1): 51-57.
- [11] Escalada A J, Poza J, Luri S, et al. Equivalent circuit of a linear induction motor with variable parameters[C]. The 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Paris France, 2006.
- [12] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000:

- 189-290.  
Chen Boshi. Electrical drive automatic control system[M]. Beijing: China Machine Press, 2000: 189-290(in Chinese).
- [13] 徐伟, 李耀华, 孙广胜, 等. 短定子单边直线感应电机新型等效电路[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(9): 80-86.  
Xu Wei, Li Yaohua, Sun Guangsheng, et al. New equivalent circuits of short primary single-sided linear induction motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(9): 80-86(in Chinese).
- [14] Gastli A. Compensation for the effect of joints in the rotor conductors of a linear induction motor[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1998, 23(2): 111-116.
- [15] 王毅, 马洪飞, 赵凯岐, 等. 电动车用感应电机磁场定向矢量控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 113-117.  
Wang Yi, Ma Hongfei, Zhao Kaiqi, et al. Field-oriented vector control of induction motor for electric vehicles[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11): 113-117(in Chinese).
- [16] 王耀南, 王辉, 邱四海, 等. 基于递归模糊神经网络的感应电机无速度传感器矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 84-89.  
Wang Yaonan, Wang Hui, Qiu Sihai, et al. The field-oriented control for speed-sensorless induction motor drive based on recurrent fuzzy neural network[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 84-89(in Chinese).
- [17] 卢琴芬, 方攸同, 叶云岳. 大气隙直线感应电机的力特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(21): 132-136.  
Lu Qinfen, Fang Youtong, Ye Yunyue. A study on force characteristic of large airgap linear induction motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(21): 132-136(in Chinese).
- [18] 吕刚, 范瑜, 李国国, 等. 基于解耦策略的直线感应牵引电机法向力自适应最优控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(9): 73-79.  
Lv Gang, Fan Yu, Li Guoguo, et al. Normal force adaptive optimal control for linear induction motor based on decoupling strategy [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(9): 73-79(in Chinese).



朱熙

收稿日期: 2010-03-15。

作者简介:

朱熙(1983—), 男, 博士研究生, 研究方向为磁悬浮与特种电机, adam-515@hotmail.com;

范瑜(1954—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为磁悬浮与特种电机、电力系统仿真与控制;

吕刚(1976—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电力传动, 直线电机理论与应用等方面研究;

秦伟(1986—), 男, 博士研究生, 研究方向为磁悬浮与特种电机;

张晓东(1983—), 男, 硕士研究生, 研究方向为磁悬浮与特种电机。

(责任编辑 王剑乔)