

文章编号: 1000-8152(2009)07-0734-05

## 城轨交通用直线感应电机模糊PI矢量控制

王立强<sup>1</sup>, 卢琴芬<sup>1</sup>, 叶云岳<sup>1</sup>, 雷美珍<sup>2</sup>

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027; 2. 浙江理工大学 机械与自动控制学院, 浙江 杭州 310018)

**摘要:** 本文将模糊控制的快速性与PI调节的静态无差相结合, 提出一种基于矢量控制的模糊逻辑与PI结合的复合型控制器, 同时设计了推力补偿器对动态纵向边端效应引起的推力的衰减进行了补偿. 通过与PI调节的矢量控制系统的数值仿真结果的对比, 验证了该复合模糊PI调节器对矢量控制下直线感应电机(LIM)动态性能的改善.

**关键词:** 矢量控制; 磁场定向控制; 模糊控制; 直线感应电机; 边端效应补偿

**中图分类号:** TM359.3 **文献标识码:** A

## Fuzzy-PI regulated field oriented control of linear induction motor in urban transit

WANG Li-qiang<sup>1</sup>, LU Qin-fen<sup>1</sup>, YE Yun-yue<sup>1</sup>, LEI Mei-zhen<sup>2</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou Zhejiang 310027, China;

2. College of Mechanical and Automation, Zhejiang Sci-tech University, Hangzhou Zhejiang 310018, China)

**Abstract:** To make use of the fast response of the fuzzy logic control(FLC) and the nullity of steady-state error of the PI regulator, we introduce a combination of proportional-integral(PI) regulator and fuzzy logical control(FLPI). Meanwhile, we design a thrust compensator for compensating the reduction of thrust due to the longitudinal end-effect. A numeric simulation of the FLPI regulator is performed. Its effectiveness is verified by comparing the simulation results with those of PI regulated vector control of linear induction motor(LIM).

**Key words:** vector control; field oriented control(FOC); fuzzy logic control(FLC); linear induction motor; end effect compensation

### 1 引言(Introduction)

直线感应电机以其造价低、振动小、噪声低、爬坡能力强、牵引性能优越、通过曲线半径小、能耗低、污染小、安全性能高等优点, 将会在城市轨道交通中将会扮演重要角色. 直线感应电机在城市轨道交通中的应用有直线电机地铁、轻轨及低速磁浮列车. 前两者的轨道可与传统电力机车的轨道合二为一, 是城市轨道交通新的方式, 也是21世纪无人驾驶全自动交通系统的发展方向. 近年来, 直线感应电机驱动研究主要集中在通过矢量控制策略改善电机动态性能. 文献[1~3]提出基于PI调节器的矢量控制的实现. 但在负载变化频繁的场所, 基于PI调节器的矢量控制系统存在超调过大、动态跟踪性能不够理想等缺点. 模糊逻辑控制能改善电机的矢量控制效果<sup>[4~8]</sup>. 文献[9]提出一种基于模糊调节器的直线感应电机矢量控制系统, 但其未考虑该类型电机的动态纵向边端效应. 为进一步改善LIM的矢量控制效

果, 本文在考虑直线感应电机动态边端效应的基础上, 提出一种基于模糊逻辑和PI的复合型模糊PI调节器, 并对动态边端效应引起LIM推力的衰减进行了补偿.

### 2 LIM的结构(Structure of LIM)

图1为大气隙直线感应电机结构示意图. 其中:  $g$ 为直线电机的机械气隙,  $c$ 为次级板沿宽度方向单侧伸出的长度,  $W$ 为次级板宽度,  $L_s$ 为初级铁心叠厚,  $\Delta$ 为直线感应电机铜(铝)板厚度. 其为复合次级、单边型短初级的直线感应电机, 在城轨交通系统中次级固定在轨道上, 初级安装在车辆上, 两者之间的气隙为12 mm. 初级由硅钢片叠成的铁心与绕组组成, 次级由非磁性材料铜层(或铝层)与整个铁板组成. 大气隙直线感应电机复合次级部分通常铜层大于2 mm而铝层大于4 mm.

该类型电机由于铁心开断且气隙较大, 存在横向

边端效应和纵向边端效应(静态和动态), 横向边端效应仅使次级电阻率有所增大, 纵向边端效应增加电机附加损耗、减少电机有效输出, 有时严重影响直线电机性能. 当该类型电机运行在低速场合时, 动态纵向边端效应对电机性能影响很小, 可以忽略; 而当其应用在较高速度场合时, 动态纵向边端效应对电机的影响较大, 此时不能忽略此类边端效应, 在控制系统建模时, 必须考虑动态纵向边端效应.

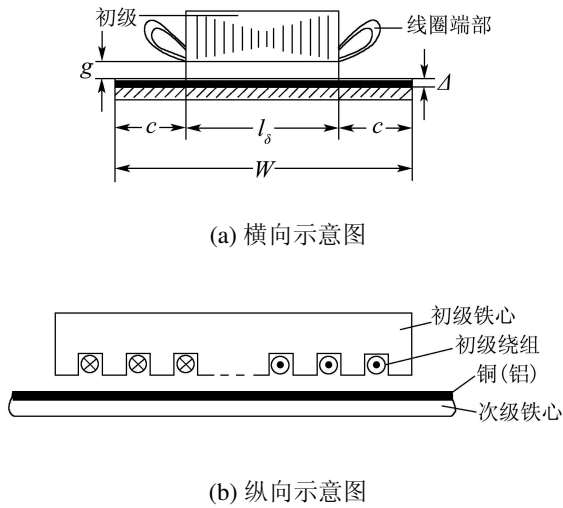


图1 大气隙直线感应电机结构示意图

Fig. 1 The structure representation of large air-gap LIM

### 3 动态边端效应补偿(Compensation of dynamic longitudinal end effect)

考虑动态纵向边端效应, 在同步速坐标系( $d-q-0$ )下, 将次级磁链定向于 $d$ 轴, 则LIM的微分方程<sup>[2]</sup>如下:

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + p\psi_{ds} - \omega_1 \psi_{qs}, \quad (1)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + p\psi_{qs} + \omega_1 \psi_{ds}, \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{dr} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + p\psi_{dr}, \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \omega_s \psi_{dr}, \quad (4)$$

$$\psi_{ds} = (L_s - L_m f(Q))i_{ds} + L_m(1 - f(Q))i_{dr}, \quad (5)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}, \quad (6)$$

$$\psi_{dr} = (L_r - L_m f(Q))i_{dr} + L_m(1 - f(Q))i_{ds}, \quad (7)$$

$$0 = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}, \quad (8)$$

$$F_e = k_f \psi_{dr} i_{qs} - k_f k_e i_{ds} i_{qs}, \quad (9)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{F_e - F_{load}}{M}. \quad (10)$$

其中:

$$Q = \frac{DR_r}{L_r v}, \quad f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q},$$

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_r, \quad v = \tau \omega_r / \pi,$$

$$L_s = L_m + L_{s\sigma}, \quad L_r = L_m + L_{r\sigma},$$

$$k_f = \frac{3\pi L_m(1 - f(Q))}{2\tau L_r - L_m f(Q)}, \quad k_e = \frac{L_{r\sigma}^2}{L_r} \frac{f(Q)}{1 - f(Q)}.$$

其中:  $R_s, R_r, L_{s\sigma}, L_{r\sigma}, L_m, u_{ds}, u_{qs}, \psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{dr}, \psi_{qr}$  分别为初、次级电阻, 初、次级漏感, 初次级间互感, 初级直、交轴电压, 初级直、交轴磁链, 次级直、交轴磁链,  $p$  为微分算子,  $v$  为电机速度,  $\omega_1$  为初级电角速度,  $\omega_r$  为次级电角速度,  $M$  为电机质量,  $D$  为电机有效长度,  $\tau$  为电机极距,  $F_{load}$  为负载.

由于次级磁链定向于 $d$ 轴, 即 $\psi_{qr} = 0$ , 次级磁链 $\psi_r = \psi_{dr}$ , 则动态纵向边端效应对LIM的影响可用直轴励磁回路的串联电阻 $R_r f(Q)$ 及 $L_m(1 - f(Q))$ 来分别模拟动态纵向边端效应引起的损耗和去磁作用. 基于此, LIM矢量控制下的等效电路如图2所示.

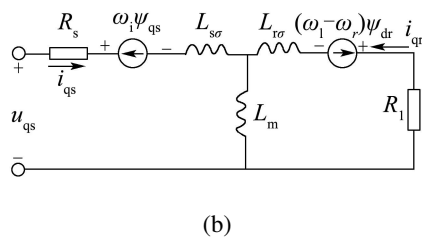
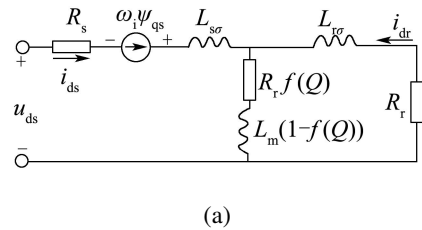


图2  $d-q-0$ 坐标系下LIM等效电路  
Fig. 2 Equivalent circuit of LIM with FOC in  $d-q-0$  reference system

LIM矢量控制系统的框图如图3所示. 其中 $G_{c1}, G_{c2}$ 分别为推力和磁链调节器,  $G_{c1}$ 为本文提出的模糊PI调节器,  $G_{c2}$ 为普通PI调节器.  $K_1$ 为指令推力 $F_e^*$ 与 $q$ 轴指令电流 $i_{qs}^*$ 转换系数,  $K_2$ 为 $q$ 轴实际电流 $i_{qs}$ 与转差频率 $\omega_s$ 转换系数,  $K_3 = \tau / \pi$ .

式(9)第2项表示由边端效应引起的动态制动力, 该项的存在使次级磁链 $\psi_{dr}$ 保持不变时,  $F_e$ 不再与 $i_{qs}$ 成正比. 为使 $\psi_{dr}$ 与 $i_{qs}$ 保持线性关系, 必须对 $i_{qs}$ 进行补偿. 补偿环节框图如图4所示.

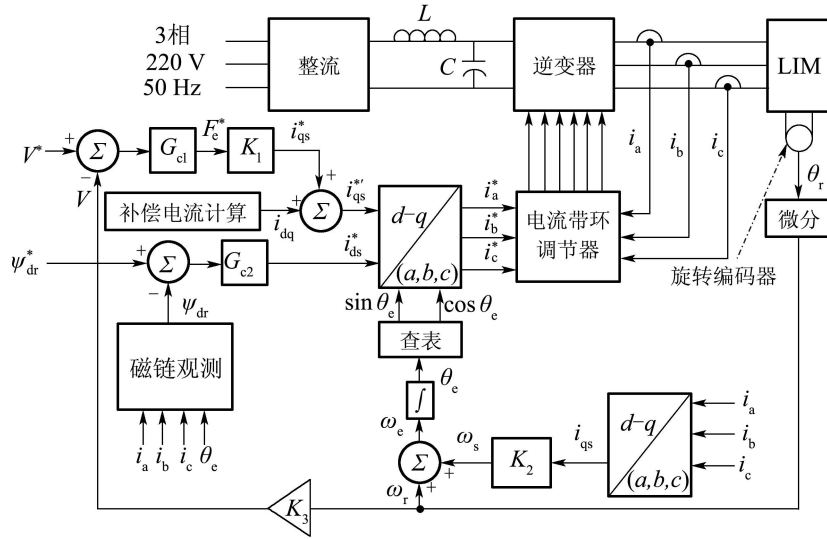


图3 LIM矢量控制系统框图

Fig. 3 Block diagram of LIM FOC

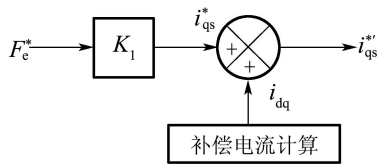


图4 推力补偿环节框图

Fig. 4 Block diagram of thrust compensation block

其中 $q$ 轴补偿电流 $i_{dq}$ ,  $K_1$ 及 $K_2$ 计算公式如下:

$$i_{dq} = \frac{k_e i_{ds} i_{qs}}{\psi_{dr} - k_e i_{ds}}$$

$$K_1 = \frac{2\tau L_r - L_m f(Q)}{3\pi L_m (1 - f(Q)) \psi_{dr}}, K_2 = \frac{R_r L_m}{L_r \psi_{dr}}$$

LIM高速时动态纵向边端效应引起的推力衰减比较严重, 采取矢量控制时如不对推力衰减进行补偿, 就无法实现次级磁链 $\psi_{dr}$ 与推力完全解耦, 矢量控制的性能就会大打折扣.

#### 4 模糊PI调节器设计(FLPI controller design)

模糊控制调节速度快、鲁棒性好, 但稳态精度不够; PI调节可实现静态无差, 将两者结合可实现动、静态性能的平衡. 矢量通过推力与次级磁链解耦控制, 使次级磁链跟随其参考值保持不变, 而推力跟随推力指令. 磁链调节器采用普通PI, 而推力调节器采用模糊与PI相结合的模糊PI调节(FLPI). 该复合调节器将PI调节器中的比例环节用模糊调节器代替, 其结构如图5所示. 其中 $\Delta\omega_r = \omega_r^* - \omega_r$ ,  $F_c^*$ 为指令推力. 模糊调节器为单输入( $E$ )、单输出( $U$ ).  $E, U$ 的隶属度函数分别如图6(a),6(b)所示.

$k_E, k_U$ 为输入、输出量化因子,  $k_I$ 为积分系数, 输入 $E$ 与输出 $U$ 之间的模糊推理规则如表1所示. 解模糊的方法为重心法(centroid defuzzification).

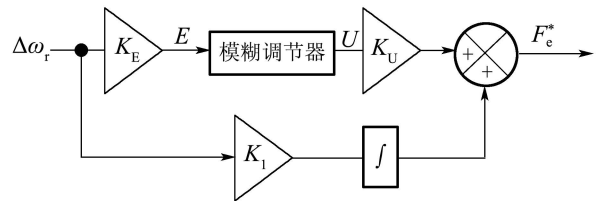


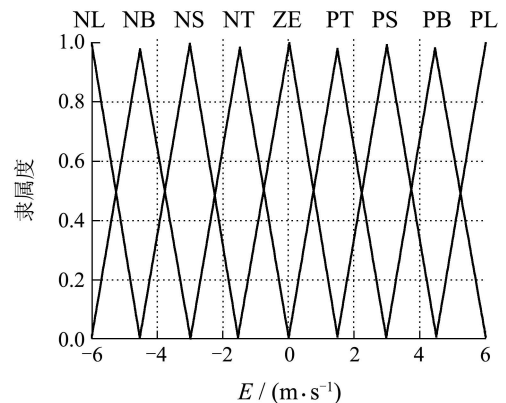
图5 FLPI控制器框图

Fig. 5 Block diagram of FLPI controller

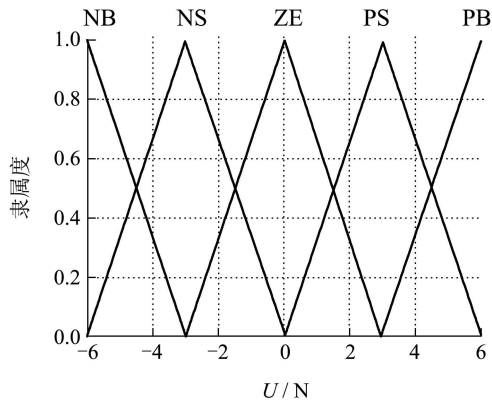
表1 模糊控制规则

Table 1 Fuzzy control rules

E								
NL	NB	NS	NT	ZE	PT	PS	PB	PL
NB	NB	NS	NS	ZE	PS	PS	PB	PB



(a) 输入E隶属度函数



(b) 输出  $U$  隶属度函数

图 6 隶属度函数图

Fig. 6 Membership function plots

### 5 仿真结果(Simulation results)

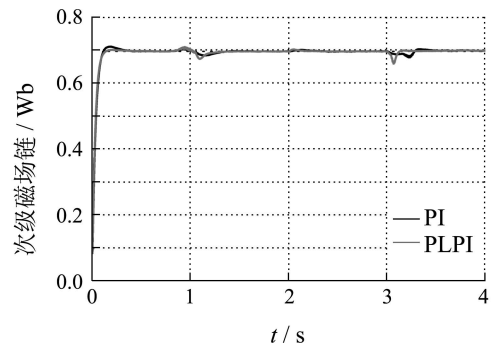
本文中电机特性通过对一台大气隙直线感应电机进行有限元分析得到, 电机参数见表2, 其中  $P$  为电机极对数, 摩擦系数忽略不计. 仿真过程中,  $\psi_{dr}^*$  保持  $0.7 \text{ Wb}$  不变. 为验证负载扰动时 FLPI 矢量控制下电机的动态性能, 在电机运行速度为  $(12 \text{ m/s})$  及  $(6 \text{ m/s})$  两种情况下进行突加和突减负载仿真实验. FLPI 矢量控制系统与 PI 矢量控制系统仿真对比结果如图7所示.

表 2 LIM电机参数

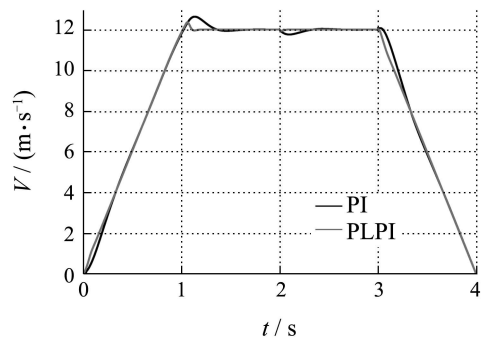
Table 2 Parameters of Studied LIM

$D/\text{m}$	2.0	$L_{s\sigma}/\text{mH}$	0.9
$M/\text{kg}$	351.264	$L_{r\sigma}/\text{mH}$	0.9
$P$	5	$L_m/\text{mH}$	3.9
$R_s/\Omega$	0.0709	$\tau/\text{m}$	0.2
$R_r/\Omega$	0.1311	—	—

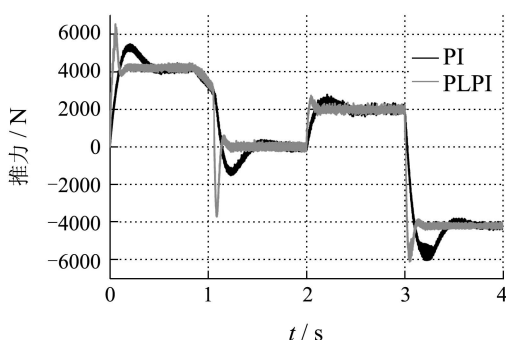
由图7(a)及7(d)知, 采用FLPI后电机的推力响应更快; 由图7(b)及7(e)知, 采用FLPI矢量控制与PI矢量控制, 次级  $d$  轴磁链均保持不变, 且  $q$  轴磁链均为0, 这就验证了次级磁场定向的效果; 由图7(c)及7(f)知, FLPI 矢量控制时电机动态速度超调有较大减小(由超调5%降至1%以内); 由图2s~3s之间电机负载突变时, FLPI 的动态响应比PI的更快(过渡时间由0.4 s降至0.1 s以内), 且转速变化很小. 由图7(a)~7(c)知, 当LIM稳定运行在较高速( $12 \text{ m/s}$ )时, FLPI 矢量控制的动态响应及抗负载扰动能力均优于PI矢量控制. 采用该FLPI控制器的另一个优点是容易在实际控制中采用, 由于其只有单输入单输出, 极易在控制器中实现.



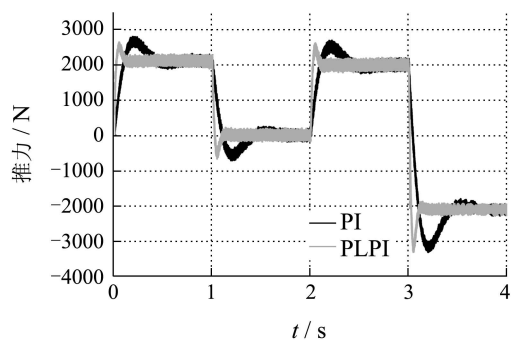
(b) 次级磁链响应



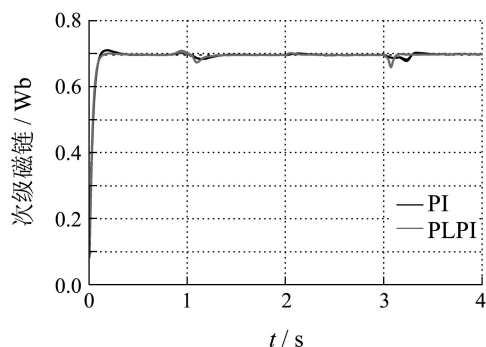
(c) 速度响应



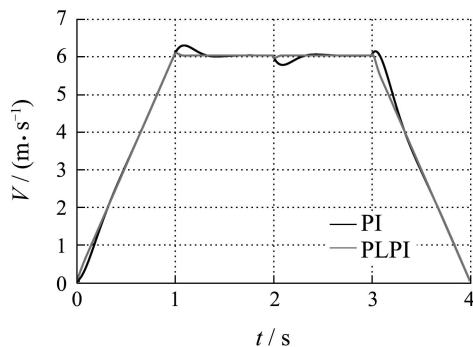
(a) 推力响应



(d) 推力响应



(e) 次级磁链响应



(f) 速度响应

图7 FLPI矢量控制与PI矢量控制仿真结果对比

Fig. 7 Simulation comparison between FLPI FOC and PI FOC

## 6 结论(Conclusion)

本文引入了补偿环节来补偿动态边端效应造成电机推力的下降,同时引入一种模糊PI调节器(FLPI)来改善推力的动态性能以及抗负载扰动能力.通过对该控制系统与PI控制系统进行仿真对比验证了采用FLPI比普通PI对LIM矢量控制系统的动态性能以及抗负载扰动能力有更大的提高.

## 参考文献(References):

- [1] SILVA D E F, SANTOS D C C, NERYS J W L. Field oriented control of linear induction motor taking into account end-effects[C] // *Proceedings of the 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*. Piscataway, NJ: IEEE, 2004: 689 – 694.
- [2] KANG G, NAM K. Field-oriented control scheme for linear induction motor with the end effect[J]. *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, 2005, 152(6): 1565 – 1572.

- [3] DA S E, DOS S E. Vector control for linear induction motor[C] // *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*. Piscataway, United States: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2003: 518 – 523.
- [4] CERRUTO E, CONSOLI A, RACITI A. Fuzzy adaptive vector control of induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, 12(6): 1028 – 1040.
- [5] MIR S, ELBULUK M. Fuzzy implementation of direct self control of induction machines[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994, 30(3): 729 – 735.
- [6] AMIN A H, WOUI H P, AROF H, et al. Fuzzy logic control of a three phase induction motor using field oriented control method[C] // *Proceedings of the 41st SICE Annual Conference*. New York: IEEE, 2002: 264 – 267.
- [7] FODOR D, KATONA Z. On fuzzy logic speed control for vector controlled AC motor[C] // *Proceedings of the 4th International Workshop on Advanced Motion Control*. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1996: 186 – 191.
- [8] TANG Y F, XU L Y. Vector control and fuzzy logic control of doubly fed variable speed drives with DSP implementation[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1995, 10(4): 661 – 668.
- [9] KHOIDJA M, SALAH B. Fuzzy logic control for a single sided linear induction motor[C] // *Proceeding of International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*. Piscataway, United States: Institute of Electrical and Electronics Engineers Computer Society, 2006: 255 – 259.

## 作者简介:

王立强 (1980—), 男, 浙江大学电机与电器专业博士研究生, 目前主要研究方向为直线电机驱动技术及其在轨道交通方面的应用研究, E-mail: flyingmind@163.com;

卢琴芬 (1972—), 女, 副教授, 2006年在浙江大学获博士学位, 目前主要从事直线电机及其控制、电机优化设计方面的研究, E-mail: luqinfen@yahoo.com.cn;

叶云岳 (1951—), 男, 教授, 博士生导师, 从事直线电机及其应用研究多年, 已出版著作教材6部, 发表论文100余篇, 获省科技进步奖等10余项, 获授权专利20余项, 主要研究方向为直线电机与自动化、微特电机及控制、航天电气与智能化及磁浮列车驱动技术, E-mail: yeyunyue@yahoo.com.cn;

雷美珍 (1980—), 女, 讲师, 2006年于获浙江大学获电机与电器专业硕士学位, 现任教于浙江理工大学机械与自控学院, 现主要从事纺机专用高性能矢量变频器的研究, E-mail: leimeizhen\_lmz@163.com.