

基于 FPGA 的永磁同步电机谐波电流实时仿真研究^{*}

钟再敏, 黄益伦, 邵仲书
(同济大学汽车学院, 上海 201804)

摘要: 针对传统永磁同步电机(PMSM)线性集中参数模型在仿真阶段无法描述谐波电流的问题, 构建基于现场可编程门阵列(FPGA)的PMSM分布参数模型。利用该模型反映齿槽转矩、气隙磁场等特点, 通过搭建硬件在环(HIL)平台, 进行试验验证。通过对模型公式的分析, 进行离散化描述, 编写 Verilog 语言程序并在 FPGA 上运行该模型, 再通过与真实控制器连接, 进行试验测试, 验证了该模型在不同工况点下反映谐波电流的情况。结果表明: 该仿真平台能够较好地反映电机谐波电流情况。

关键词: 永磁同步电机; 现场可编程门阵列; 谐波电流; 硬件在环

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)09-0025-06

Real-Time Simulation of Harmonic Current of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on FPGA^{*}

ZHONG Zaimin, HUANG Yilun, SHAO Zhongshu
(School of Automotive Studies, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: As the traditional linear lumped parameter model of permanent magnet synchronous motor (PMSM) could not describe the harmonic current in the simulation stage, a distributed parameter model of PMSM based on field-programmable gate array (FPGA) was constructed. The model reflected the characteristics of cogging torque and air gap magnetic field. The hardware-in-the-loop (HIL) platform was built to test the model. Through the analysis of the model formula, the model was discretized and compiled with Verilog language, and then run on FPGA. By connecting the model with a real controller, experiment was conducted to verify the response of the model to harmonic current at different operating points. The results showed that the simulation platform could better reflect the harmonic current of the motor.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); field-programmable gate array (FPGA); harmonic current; hardware-in-the-loop (HIL)

0 引言

硬件在环(HIL)作为一种半实物仿真, 具有开发周期短、成本较低等优点, 常用于开发新算法与故障容错的研究^[1]。当下, 基于现场可编程门阵列(FPGA)的HIL测试技术以高速、稳定、准确等特点, 广泛用于车用驱动、电力电子与电力系

统^[2]。在传统的电机仿真研究中, 由于采用的电机模型相对理想化, 不考虑齿槽对气隙磁阻及磁场分布的影响等因素, 模型无法反映谐波电流特性, 与真实电机运行情况有所不同, 不利于相关研究工作的开展。

文献[3]设计了基于FPGA的HIL实时仿真测试系统, 模型的实时仿真延迟为 4.14 μs , 与通

^{*} 基金项目: 国家重点研发计划项目(2017YFB0103200)

作者简介: 钟再敏(1973—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为新能源汽车驱动传动控制技术。

黄益伦(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为车用电机嵌入式硬件设计。

用平台的稳态误差为 1.45%。文献[4]利用 FPGA 构建了考虑空载损耗的内置式永磁同步电机(PMSM)与基于同步状态机逆变器的虚拟电机系统,在轻载与重载情况下的电流赋值误差均有所降低,提高了测试精度。文献[5]通过搭建无位置传感器的 PMSM 模型与逆变器模型,在 HIL 仿真平台上验证了无传感器控制算法与逆变器不同故障情况下的电机工况。文献[6]以标么化的方法构建无刷直流电机的 HIL 仿真系统,增加了逆变器的续流与关断过程,并通过 LabVIEW 实现数据发送与实时检测。文献[7]在感应电机的 HIL 系统中加入了转子时间常数参数辨识与状态观测器。上述相关研究主要从仿真运行实时性、模型通用性、模型精度等方面改进了电机仿真,但无法在仿真阶段反映 PMSM 谐波电流情况。

本文利用 Verilog 语言构建了逆变器模型与电机模型,通过与真实的控制器连接,构建基于 FPGA 的 PMSM HIL 仿真平台。通过构建分布参数电机模型,利用其模型特性,反映电机谐波电流,为相应的控制算法提供了测试平台。通过与集中参数电机模型的试验结果对比,验证了仿真平台的有效性和可靠性。

1 电机模型

电机模型主要由逆变器模型和 PMSM 模型组成。本文中采用的逆变器模型为理想的三相电压逆变器,不考虑导通压降损耗与续流过程。

PMSM 模型包括集中参数模型与分布参数模型。

1.1 集中参数电机模型

集中参数电机模型即传统 PMSM 模型,其 d - q 轴电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q ——对应的 d 、 q 轴电压;

R_s ——定子等效电阻;

i_d 、 i_q ——等效 d 、 q 轴电流;

L_d 、 L_q —— d 、 q 轴等效电感;

ω_r ——电机角速度;

ψ_f ——永磁体等效磁链。

电磁转矩模型为

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

式中: p ——电机极对数。

上述 PMSM 模型的建立是以下列 3 个假设条件为前提:

(1) 永磁体和定子三相绕组所产生的磁场为空间正弦分布,在稳定运行时各相绕组中的感应电动势波形为正弦波;

(2) 忽略定子齿槽对于气隙磁阻与磁场分布的影响;

(3) 定子、转子的铁心磁导率均为无穷大,电机绕组电感不随工况的变化而变化。

由于在 HIL 仿真阶段的集中参数电机模型与实际电机运行存在差异,仿真无法真实反映电机的谐波电流情况,因此本文采用分布参数电机模型来改善这一问题。

1.2 分布参数电机模型

分布参数电机模型指通过磁共能重构的方式对电机进行建模^[8]。

依据磁共能 W_c 在转子电角度 θ_r 及转矩角 β 2 个维度上的周期性,对定子电流矢量幅值 $I_s(k)$ 下的所有磁共能数值解 $W_c^k(\theta_r, \beta)$ 进行二维傅里叶级数展开。通过推导可得磁共能的最终表达式为

$$W_c B(I_s, \beta, \theta_r) = V(\theta_r) C(I_s) U(\beta) \quad (3)$$

其中:

$$V(\theta_r) = [e^{-jN_1\omega_r\theta_r}, \dots, e^{-j\omega_r\theta_r}, 1, e^{j\omega_r\theta_r}, \dots, e^{jN_1\omega_r\theta_r}] \quad (4)$$

$$U(\beta) = [e^{-jN_2\omega_\beta\beta}, \dots, e^{-j\omega_\beta\beta}, 1, e^{j\omega_\beta\beta}, \dots, e^{jN_2\omega_\beta\beta}]^T \quad (5)$$

$$C(I_s) = C^{N_3} I_s^{N_3} + C^{N_3-1} I_s^{N_3-1} + \dots + C^k I_s^k \dots + C^1 I_s^1 + C^0 \quad (6)$$

式中: C ——矩阵, $C = (2N_2+1) \times (2N_1+1)$;

N_1 、 N_2 —— θ_r 及 β 维度上最高的傅里叶级数阶次;

ω_θ 、 ω_β ——磁共能在 θ_r 维度上与 β 维度上的角频率, $\omega_\theta = 6$, $\omega_\beta = 1$;

N_3 ——所选择的项式最高阶次;

C^k —— k 次 I_s 多项式前的系数。

利用所重构的磁共能式(3)对转子位置 θ_r 的偏导,求取电磁转矩:

$$T_e = \frac{3}{2}P \left[\frac{\partial W_c(I_s, \beta, \theta_r)}{\partial I_s} \cdot \frac{\partial I_s}{\partial \theta_r} + \frac{\partial W_c(I_s, \beta, \theta_r)}{\partial \beta} \cdot \frac{\partial \beta}{\partial \theta_r} + \frac{\partial W_c(I_s, \beta, \theta_r)}{\partial \theta_r} \cdot \frac{\partial \theta_r}{\partial \theta_r} \right] \quad (7)$$

由式(7)化简可得转矩公式为

$$T_e = \frac{3}{2}P V(\theta_r) [PC(I_s) - C(I_s)M] U(\beta) \quad (8)$$

其中: $P = \begin{bmatrix} -jN_1\omega_\theta & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & jN_1\omega_\theta \end{bmatrix}; M =$

$$\text{其中: } A = \begin{bmatrix} V(\theta_r) & 0 \\ 0 & V(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d^2 C(I_s)}{dI_s^2} & \left[\frac{dC(I_s)}{dI_s} - \frac{C(I_s)}{I_s} \right] \cdot M \\ d \frac{C(I_s)}{dI_s} \cdot M & \frac{C(I_s)}{I_s} \cdot M^2 + \frac{dC(I_s)}{dI_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(\beta) & 0 \\ 0 & U(\beta) \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} V(\theta_r) & 0 \\ 0 & V(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \cdot \frac{dC(I_s)}{dI_s} - \frac{C(I_s)}{I_s} \cdot M \\ \frac{dC(I_s)}{dI_s} + P \cdot \frac{C(I_s)}{I_s} \cdot M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(\beta) & 0 \\ 0 & U(\beta) \end{bmatrix}。$$

1.3 分布参数模型的离散化和 FPGA 实现

采用前向欧拉数值积分的方式对该状态空间方程进行离散化,得到电压方程在计算机系统下的离散形式:

$$\begin{bmatrix} I_s(k+1) \\ \beta(k+1) \end{bmatrix} = T_{\text{step}} \cdot A(k)^{-1} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} u_M(k+1) \\ u_T(k+1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s \\ 0 \end{bmatrix} \cdot I_s(k) - B(k) \cdot \omega_r \right\} + \begin{bmatrix} I_s(k) \\ \beta(k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: k ——仿真步数;

T_{step} ——积分步长。

根据欧拉公式 $e^{j\theta} = \cos \theta + j\sin \theta$, 将式(4)、式(5)转换为

$$V(\theta_r) = [\cos(N_1\omega_\theta\theta_r) - j\sin(N_1\omega_\theta\theta_r), \cdots, 1, \cdots, \cos(N_1\omega_\theta\theta_r) + j\sin(N_1\omega_\theta\theta_r)] \quad (11)$$

$$U(\beta) = [\cos(N_2\omega_\beta\beta) - j\sin(N_2\omega_\beta\beta), \cdots, 1, \cdots, \cos(N_2\omega_\beta\beta) + j\sin(N_2\omega_\beta\beta)]^T \quad (12)$$

在建模过程中,取 $N_1 = N_2 = 3$ 。由式(11)、式(12)可将原有的极坐标形式转换为计算正余弦值求出 V 、 U 向量,便于在 FPGA 中实现。正余弦

$$\begin{bmatrix} -jN_2\omega_\beta & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & jN_2\omega_\beta \end{bmatrix}。$$

引入定子电流定向坐标系,并将其称之为 M - T 同步旋转坐标系。 M 轴方向始终与定子电流矢量 I_s 方向一致,因此 M 轴与 d 轴的夹角即转矩角 β ,而 T 轴则以 M 轴为参考,始终处于超前 M 轴 90° 的方向。

M - T 坐标系下电压方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{\beta} \end{bmatrix} = A^{-1} \cdot \left(\begin{bmatrix} u_M \\ u_T \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s \\ 0 \end{bmatrix} \cdot I_s - B \cdot \omega_r \right) \quad (9)$$

值利用 Cordic 算法迭代得出,为了给坐标变换提供基础,正余弦值的精度取 2^{-14} 。

将上述公式用 Verilog 语言描述,构建 FPGA 上的电机模型。模型的计算流程如图 1 所示。其中, C^k 、 $\frac{dC^k}{dI_s}$ 等矩阵拟合系数为固定值,由离线处理得到后,存入 FPGA 中。内部矩阵计算模块以及求逆等运算通过调用 IP 核的乘法器、除法器得到。模型中的大位宽乘法采用 DSP48E2 器件实现, DSP48E2 可以实现最大 27×18 位宽度的乘法。模型计算中采用定点小数形式,电流取有符号位的 14 位小数,计算精度为 2^{-14} ,满足谐波要求。

FPGA 主时钟周期为 50 MHz,模型采用流水线设计方式,其计算在 53 个时钟周期后 I_s 与 β 迭代到稳定值,再经过电流坐标变换得到 I_a 、 I_b ,通过 SPI 接口输出。在模型设计中,保留了一定的时间余量。总模型计算周期为 $2 \mu s$,其时序逻辑如图 2 所示。

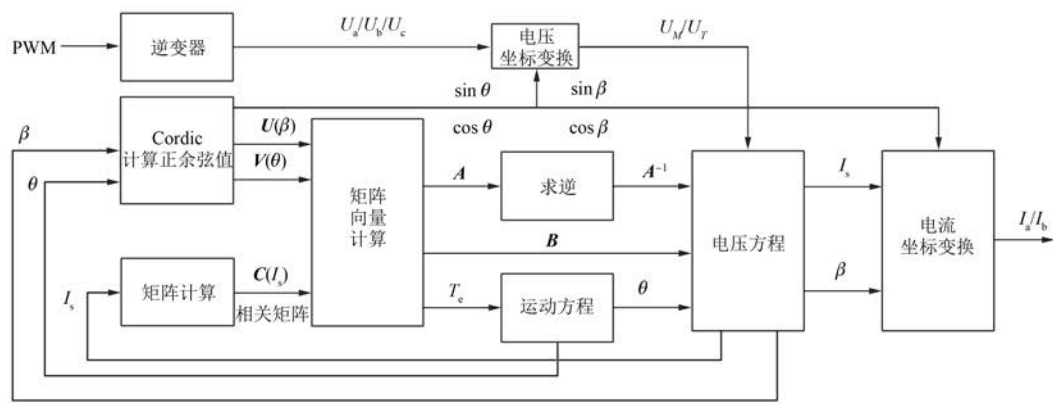


图1 分布参数模型计算流程图

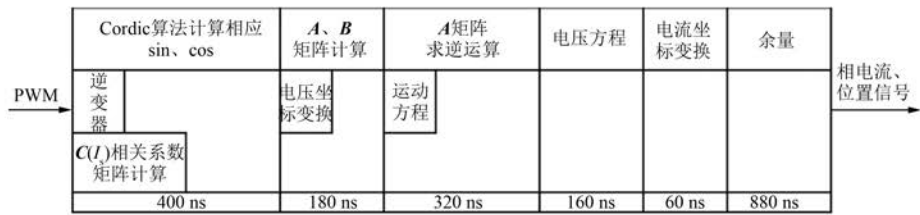


图2 FPGA建模时序图

2 基于FPGA的PMSM HIL仿真平台

基于FPGA的PMSM HIL仿真平台设计,以分析谐波电流为主,整体设计基于信号级别的仿真。具体设计可分为FPGA板、控制板、信号转换板3部分,如图3所示。

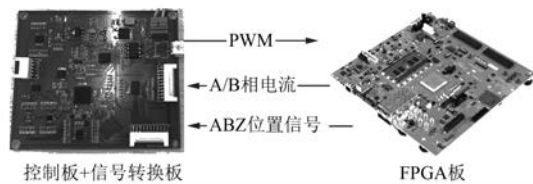


图3 HIL仿真平台设计

电机模型与逆变器模型搭载在FPGA的评估板上(Xilinx-ZCU102),芯片的逻辑单元数目多达 6×10^5 ,足以支持虚拟模型的构建。仿真模型的构建主要利用VIVADO软件,通过Verilog编程语言,将电机与逆变器的数学模型转换为程序语言,通过软件生成比特流下载到FPGA芯片中。当前分布参数模型占用LUT(Look-up table)数为24 486,占比8.93%;占用触发器FF(Flip flop)数

为13 686,占比2.50%;占用DSP48E2数为795,占比31.55%。

控制器采用TI的C2000系列TMS320F28035作为主控的DSP,相应的控制算法采用传统矢量控制(FOC)控制。为了实现两板信号的有效传输,设计了信号转换板,用于电平转换与DAC转换。控制器与FPGA之间的控制通过脉冲宽度调制(PWM)、相电流与位置信号的传输实现。

常见PMSM控制方法有FOC、直接转矩控制(DTC)等。本文采用有传感器的FOC控制,控制分为内层的电流环和外层的转速环。在实际控制中,由DSP输出8 kHz的PWM信号,经过电压转换电路由5.0 V电压转换为3.3 V电压,由FPGA采样经过逆变器模块计算得到三相电压,通过模型计算,反馈出相电流与位置信号。其中,电流信号由SPI接口给出,通过DAC转换将数字量变为模拟量,传输给电流采样电路供DSP读取。位置信号经过电压转换电路由3.3 V变为5.0 V,再通过采样电路被DSP读取,从而实现完整的闭环控制。HIL仿真平台信号传输过程如图4所示。

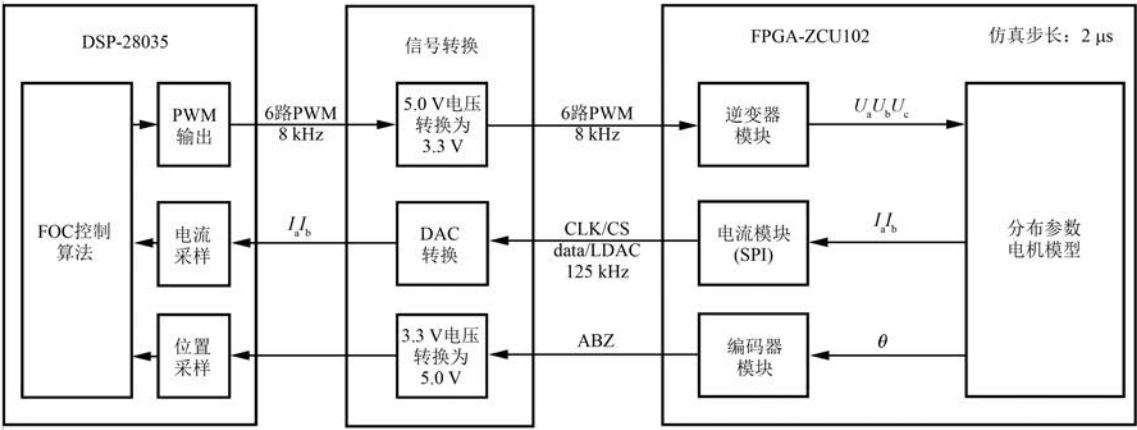


图 4 HIL 仿真平台信号传输过程

3 集中参数与分布参数 HIL 仿真结果对比

仿真用 PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 仿真用 PMSM 参数

参数名称	R_s/Ω	L_d/mH	L_q/mH	ψ_f/Wb	p
参数值	0.014 96	0.148	0.402	0.051 5	3

在仿真过程中,选取 $I_d=0$ 进行闭环控制。电机直流母线电压为 120 V,逆变器设计为理想逆变器模型,不包含死区时间。对于集中参数电机模型,转速控制在 1 000 r/min,转矩由 5~50 N·m 变化,对应的转矩变化如图 5 (a) 所示。1 000 r/min 转速下 10、25 N·m 的集中参数模型相电流变化曲线如图 6 所示。

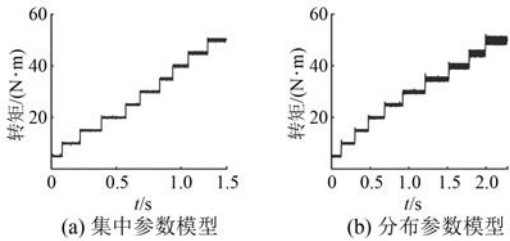


图 5 1 000 r/min 转速下集中参数模型与分布参数模型转矩变化曲线

对于分布参数电机模型,控制其在 1 000 r/min 转速,转矩由 5~50 N·m 变化,对应的转矩变化如图 5 (b) 所示。由于分布参数的电机模型在构建模型之初就考虑了电机自身携带的谐波电流特性,所以在试验中,选取 10、25 N·m

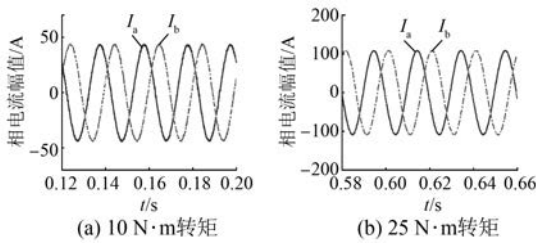


图 6 1 000 r/min 转速下 10、25 N·m 的集中参数模型相电流变化曲线

的工况下的 A 相电流进行谐波电流分析,对应的相电流变化曲线如图 7 所示。

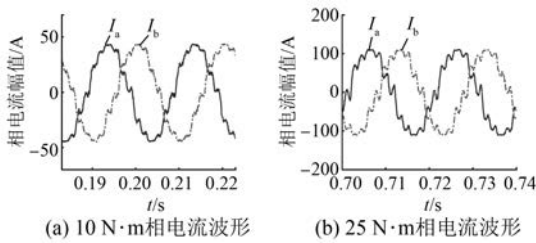


图 7 1 000 r/min 转速下 10、25 N·m 的分布参数模型相电流变化曲线

对比图 5 (a) 与图 5 (b) 可以发现,集中参数电机模型基本无转矩脉动,而分布参数模型能反映转矩脉动情况,且波动主要在 3%~6%。对比图 6 与图 7 可以发现,集中参数 HIL 仿真无法反映谐波电流情况,相电流波形呈现比较规则的正余弦波形;而分布参数 HIL 仿真的相电流带有谐波电流,通过 FFT 分析发现主要集中在 5、7、11、13 次谐波,与真实电机的情况相符,符合仿真预期。通过仿真验证了分布参数模型在 HIL 仿真阶段能够

较好地反映电机非线性特性及谐波特性方面的准确性,可以更加准确地描述电机在运行过程中的谐波特性。在设计算法、验证谐波控制等方面均有优势,提高了在仿真阶段验证谐波注入等相关算法的有效性。

4 结 语

本文基于分布参数电机模型,构建了基于FPGA的PMSM谐波电流HIL仿真平台。分布参数模型占用LUT数为24 486,占比8.93%;占用触发器FF数为13 686,占比2.50%;占用DSP48E2数795,占比31.55%。电机模型系统的仿真步长为 $2\ \mu\text{s}$,采用FOC控制算法进行闭环控制,电流计算精度为 2^{-14} 。通过与集中参数电机模型的HIL仿真结果进行对比,验证了分布参数模型反映转矩脉动、谐波电流的特点,谐波电流主要集中在5、7、11、13次。进一步使仿真结果接近真实电机状态。这对于研究PMSM谐波电流控制算法、提升电机运行的平稳性等均有一定的帮助。

【参 考 文 献】

- [1] ADZIC E M, ADZIC M S, KATIC V A, et al. Development of high-reliability EV and HEV IM propulsion drive with ultra-low latency HIL environment [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 630.
- [2] HERRERA L, LI C, YAO X, et al. FPGA-based detailed real-time simulation of power converters and electric machines for EV HIL applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1702.
- [3] 黄苏融,史奇元,刘畅,等.基于现场可编程门阵列永磁同步电机模型的硬件在环实时仿真测试技术[J].电机与控制应用,2010,37(9): 32.
- [4] 黄苏融,李良威,高瑾,等.考虑空载损耗的IPMSM半实物实时仿真测试[J].电机与控制应用,2015,42(8): 1.
- [5] 张灵霞,黄河,张凯.基于无位置传感器的永磁同步电机硬件在环仿真研究[J].机电工程,2017,34(2): 156.
- [6] 高瑾,徐秋霞,董召强.无刷直流电机半实物实时仿真及测试[J].电机与控制学报,2018,22(4): 8.
- [7] 王嵩,肖建,王世平.硬件在环系统中电机参数辨识及状态估计研究[J].计算机仿真,2013,30(8): 336.
- [8] 钟再敏,江尚.车用驱动电机分布参数建模方法及其应用[M].北京:北京理工大学出版社,2018: 47-92.

收稿日期: 2019-06-12

[期刊简介]

《电机与控制应用》(原《中小型电机》)创刊于1959年,是经国家新闻出版总署批准注册,由上海电器科学研究所(集团)有限公司主办的具有专业权威的电工技术类科技期刊。

期刊定位于电机、控制和应用三大板块,以中小型电机为基础,拓展新型的高效节能和微特电机技术,以新能源技术和智能控制技术引领和提升传统的电机制造技术为方向,以电机系统节能为目标开拓电机相关应用,全面报道国内外的最新技术、产品研发、检测、标准及相关的行业信息。

本刊每月10日出版,国内外公开发行人,邮发

代号4-199。在半个多世纪的岁月中,本刊为我国中小型电机行业的技术进步与发展做出了巨大的贡献,在中国电机及其应用领域享有很高的声誉。

依托集团公司雄厚的技术实力和广泛的行业资源,《电机与控制应用》正朝着专业化品牌媒体的方向不断开拓创新,在全国科技期刊界拥有广泛的知名度,是“中国学术期刊综合评价数据库来源期刊”、“中国科学引文数据库来源期刊”、“中国学术期刊(光盘版)全文收录期刊”,得到了业内人士的普遍认可,备受广大读者的推崇和信赖,多次被评为中文核心期刊、中国科技核心期刊、全国优秀科技期刊。