

基于全阶状态滑模观测器的永磁同步电机 模型预测电流控制策略

刘向辰¹, 熊志誉², 薛二桥²

(1. 兰州石化职业技术学院 汽车工程学院, 甘肃 兰州 730060;

2. 湖南兵器轻武器研究所有限责任公司, 湖南 益阳 413000)

摘要: 传统模型预测控制(MPC)需要对永磁同步电机(PMSM)的所有电压矢量进行动态预测,存在计算量大,计算周期长的问题。因此,提出一种改进型模型预测电流控制(MPCC)方案,该方案采用一种缩减电压矢量选择的方式,降低了算法的冗余度和计算量,提高了控制效率。在此基础上,采用全阶滑模观测器对PMSM的转子位置和转速进行精准估测,在设计全阶滑模观测器的过程中,将模糊控制的思想融入传统滑模观测器中,有效解决了转子位置和转速在观测过程中存在抖振的问题。最后,通过仿真验证了该方案的正确性和实用性。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测电流控制; 全阶滑模观测器; 模糊控制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)03-0036-06

doi: 10.12177/emca.2020.208

Model Predictive Current Control Strategy of PMSM Based on Full-Order State Sliding Mode Observer

LIU Xiangchen¹, XIONG Zhiyu², XUE Erqiao²

(1. College of Automotive Engineering, Lanzhou Petrochemical Polytechnic,
Lanzhou 730060, China;

2. Hunan Light Arms Research Institute Co., Ltd., Yiyang 413000, China)

Abstract: The traditional model predictive control (MPC) needs to dynamically predict all voltage vectors of permanent magnet synchronous motor (PMSM), which has the problems of large calculation and long calculation period. Therefore, an advanced model predictive current control (MPCC) is proposed. The strategy could reduce the voltage vector selection, reduce the redundancy of the algorithm calculation, and improve the control efficiency. On this basis, the full-order sliding mode observer is used to accurately estimate the rotor position and speed of the PMSM. In the designing process of the full-order sliding mode observer, the idea of fuzzy control is integrated into the traditional sliding mode observer. The improved sliding mode observer could effectively solve the chattering problem of rotor position and speed during observation. Finally, the simulation verifies the correctness and practicability of the proposed strategy.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive current control (MPCC); full-order sliding mode observer; fuzzy control

收稿日期: 2020-11-08; 收到修改稿日期: 2021-01-10

作者简介: 刘向辰(1989—),男,硕士,研究方向为电力电子与电力传动。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有体积小、调速性能优异、功率密度大等诸多优点,在中国工业生产领域应用较为广泛。针对PMSM控制方法的研究,也是国内外相关领域专家研究的重点。为了解决PMSM PI控制参数整定困难的问题,文献[1]提出一种有限控制集模型预测电流控制(MPCC)^[2-3]策略,该策略无需考虑空间电压调制,通过构造电流偏差最优函数,从而对负载突变时的电机转矩进行准确控制。为了实现交流电机转速和转子磁链的精准信息,文献[4]提出一种基于二阶滑模观测器^[5-6]的电机转子磁链观测方法,该方法将包含磁链的电流模型改造成参考自适应系统,用于对电机转速进行估测,最终完成电机矢量控制。为了解决超高速飞行器在飞行过程中不稳定的问题,文献[7]将自适应模糊二阶滑模控制器^[8-9]用于对超高速飞行器进行姿态调整和控制,解决了飞行器动力学和运动学模型不确定的问题。针对PMSM直接转矩控制开关表失效的问题,文献[10]将电压矢量模糊调节的思想应用到PMSM直接转矩控制^[11-12]中,能够有效抑制电机的转矩脉动。

综上,本文提出一种基于全阶状态滑模观测器的PMSM MPCC方案。该方案首先采用一种改进型MPCC方案,与传统MPCC相比,通过采用缩减电压矢量选择的方法,降低了计算量,提高了控制效率。同时,应用一个结合模糊控制思想的全阶状态滑模观测器对PMSM的转子位置和转速进行精准估算,消除了观测过程中存在的转子位置和转速抖振问题,提高了PMSM的控制性能。

1 PMSM MPCC

两相同步旋转坐标系下的PMSM数学模型可以写成:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{Ri_d}{L} + \omega_e i_q + \frac{u_d}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{Ri_q}{L} - \omega_e i_d - \frac{\psi\omega_e}{L} + \frac{u_q}{L} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d 、 i_q 为定子电流的 d 、 q 轴分量; R 为定子电阻; L 为定子电感; ω_e 为电角速度; u_d 、 u_q 为定子

电压的 d 、 q 轴分量; ψ 为永磁体磁链。

对式(1)进行离散化处理,可得:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) i_d(k) + T_s \omega_e(k) i_q(k) + \frac{T_s}{L} u_d(k) \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) i_q(k) - T_s \omega_e(k) i_d(k) - \frac{T_s \psi}{L} \omega_e(k) + \frac{T_s}{L} u_q(k) \end{cases} \quad (2)$$

式中: T_s 为系统采样时间。

电机定子电压共有7种组合方式,其合成电压矢量如图1所示。

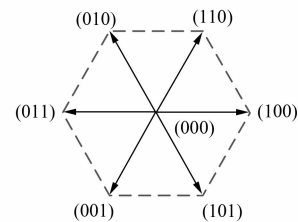


图1 电机定子电压7种组合方式原理图

图1中,(000)表示PMSM三相定子电压 $u_A = u_B = u_C = 0$ V;(110)表示 $u_A = u_B = U_{DC}$, $u_C = 0$ V;(111)表示 $u_A = u_B = u_C = U_{DC}$,依次类推。其中, U_{DC} 为电机直流母线电压。

MPCC的目标函数可以写成:

$$N = [i_d^*(k+1) - i_d(k+1)]^2 + [i_q^*(k+1) - i_q(k+1)]^2 \quad (3)$$

将图1中电机定子的7种电压矢量组合形式所对应的电流值代入式(3),选取使目标函数最小(即实际电流与参考给定电流差最小)的电压矢量组合,用该组定子电压对逆变器开关进行控制,可以达到良好的控制效果。

由于传统MPCC采用的是最优电压矢量枚举法,需要对所有的电压矢量组合进行动态预测,计算量大。针对这一问题,本文采用一种改进型最优电压矢量选择方法,缩减了电压矢量选择的范围,降低了计算量,提高了控制效率。

对零电压矢量组合控制下的参考给定电流与预测电流作差,可以写成:

$$\begin{cases} e_{d0} = i_d^*(k+1) - \left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) i_d(k) - T_s \omega_e(k) i_q(k) \\ e_{q0} = i_q^*(k+1) - \left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) i_q(k) + T_s \omega_e(k) i_d(k) + \frac{T_s \psi}{L} \omega_e(k) \end{cases} \quad (4)$$

根据 PMSM 实际控制的要求, 设定一组电流误差最小值 γ_d, λ_q , 若 $|e_{d0}| \leq \gamma_d$ 且 $|e_{q0}| \leq \lambda_q$, 则最优电压矢量选择零电压矢量, 若不满足上述条件, 最优电压矢量就从其他电压矢量中选择。

对非零电压矢量组合控制下的参考给定电流与预测电流作差, 可以写成:

$$\begin{cases} e_d = i_d^*(k+1) - \left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) i_d(k) - T_s \omega_e(k) i_q(k) - \frac{T_s}{L} u_d(k) \\ e_q = i_q^*(k+1) - \left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) i_q(k) + T_s \omega_e(k) i_d(k) + \frac{T_s \psi}{L} \omega_e(k) - \frac{T_s}{L} u_q(k) \end{cases} \quad (5)$$

对式(4)、式(5)进行化简, 可得:

$$\begin{cases} e_d = e_{d0} - \frac{T_s}{L} u_d(k) \\ e_q = e_{q0} - \frac{T_s}{L} u_q(k) \end{cases} \quad (6)$$

由于 MPCC 的目标是保证 e_d, e_q 尽可能小, 令 $e_d = e_q = 0$, 可得:

$$\begin{cases} e_{d0} = \frac{T_s}{L} u_d(k) \\ e_{q0} = \frac{T_s}{L} u_q(k) \end{cases} \quad (7)$$

对式(7)进行化简, 可得:

$$\frac{e_{d0}}{e_{q0}} = \frac{u_d(k)}{u_q(k)} \quad (8)$$

因此, 可以得到非零电压矢量与 d 轴的夹角 α 为

$$\alpha = \arctan \left| \frac{e_{q0}}{e_{d0}} \right| \quad (9)$$

非零电压矢量与空间参考 A 轴的夹角 β 为

$$\beta = [\alpha + \theta_e \% (2\pi)] \% (2\pi) \quad (10)$$

式中: θ_e 为电机转子的位置角; % 为取余运算。

在选择电压矢量时, 一般选取最接近最优非零电压矢量作为控制电压组合, 因此需要重新划分定子电压扇区划分, 保证每个区域均有一个非零电压矢量。重新划分后的电压合成矢量原理如图 2 所示。

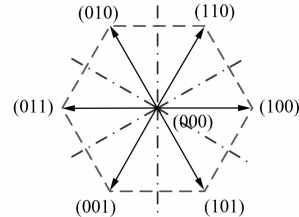


图 2 重新划分后的电压合成矢量原理图

在一个控制周期内, 传统 MPCC 的电流计算次数为 7 次, 模型预测目标函数中 $i_{dq}^*(k+1)$ 与 $i_{dq}(k+1)$ 的比较次数为 7 次。而经过非零电压矢量和零电压矢量重新划分后的电流计算次数为 1 次, 模型预测目标函数中 $i_{dq}^*(k+1)$ 与 $i_{dq}(k+1)$ 的比较次数为 1 次。计算量得到大幅度降低, 计算效率也得到大幅度提高。

2 基于全阶状态滑模观测器的 PMSM MPCC

在 MPCC 过程中, 还需要准确估算出 PMSM 的电机转子位置和电机转速。由式(1)可得在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的电机数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L} i_\alpha + \frac{1}{L} u_\alpha - \frac{1}{L} E_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L} i_\beta + \frac{1}{L} u_\beta - \frac{1}{L} E_\beta \end{cases} \quad (11)$$

式中: E_α, E_β 为定子电压的 $\alpha\beta$ 轴分量, 且 $E_\alpha = -\psi \omega_e \sin \theta_e, E_\beta = \psi \omega_e \cos \theta_e$ 。

从式(11)可以看出, E_α, E_β 中含有电机转速和转子位置信息, 为了从反电动势的众多高频噪声信号中准确提取出转速和转子位置信号, 一般采用滑模观测器, 但传统滑模观测器观测精度低且存在抖振, 为了解决这一问题, 在传统滑模观测器中结合模糊控制的思想。

由于 PMSM 在一个工作周期内转速的变化率很小^[13], 则 $d\omega_e/dt = 0$, 反电动势方程可以写成:

$$\begin{cases} \frac{dE_\alpha}{dt} = -\omega_e E_\beta \\ \frac{dE_\beta}{dt} = \omega_e E_\alpha \end{cases} \quad (12)$$

由式(11)和式(12),可以写出 PMSM 全阶状态方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dE}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ \mathbf{E} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u \quad (13)$$

其中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}$, $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}$, $\mathbf{E} =$

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix}, \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{D} = -\mathbf{B}.$$

由式(13)可以写出 PMSM 全阶状态滑模观测器方程:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}}{dt} \\ \frac{d\hat{E}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}} \\ \hat{\mathbf{E}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u - \frac{1}{L} \mathbf{G} \text{sgn}(s) \quad (14)$$

式中: \mathbf{G} 为滑模观测器的反馈增益矩阵, $\mathbf{G} = \begin{bmatrix} n & 0 & m & 0 \\ 0 & n & 0 & m \end{bmatrix}$; n 、 m 为滑模增益系数; sgn 为滑模观测器的切换函数。

sgn 可以表示成:

$$\text{sgn} = \left(\frac{2}{1 + e^{-\alpha s}} \right) - 1 \quad (15)$$

式中: α 为滑模观测器切换函数 sgn 的边界层系数, α 的选取应该考虑到尽可能降低系统抖振和系统响应时间。

通过构造 Lyapunov 函数,为了保证系统稳定,全阶状态滑模观测器的反馈增益矩阵 \mathbf{G} 需要满足条件: $\mathbf{G} > \max(|E_\alpha|, |E_\beta|)$ 。

固定滑模增益并不适合 PMSM 这个非线性复杂系统,因此将模糊控制的思想应用到全阶状态滑模观测器中,可以对电机转子位置和电机转速进行精确估测。模糊控制的输入为 ω_e^{ref} 和 ω_e 的差值,输出为滑模增益。模糊控制规则^[14]如表 1 所示。

表 1 模糊控制规则

增益 \ ω_e^{ref}	ω_e						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	NS	ZO	PS	NM	NB	PS
NM	PM	NM	ZO	PS	NM	NB	PS
NS	PM	NM	ZO	PM	NS	NM	PM
ZO	PS	NB	NS	PB	NS	NS	PM
PS	PS	NB	NS	PM	ZO	ZO	PB
PM	PS	NB	NM	PS	ZO	PS	PB
PB	PS	NB	NM	PS	ZO	PS	PB

令输入、输出统一化论域为 $\{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$ 。

模糊自适应滑模控制的主要作用是可使系统误差快速趋近于零,且到达滑模平面附近时,尽可能稳定,最大限度减小抖振。

模糊自适应滑模控制的隶属度函数曲线如图 3 所示。

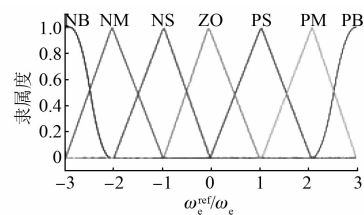


图 3 隶属度函数曲线

基于模糊自适应思想的全阶状态滑模观测器如图 4 所示。

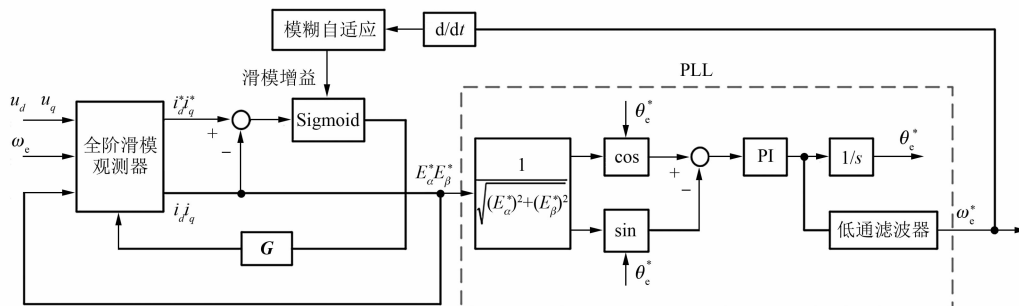


图 4 全阶状态滑模观测器原理图

3 仿真分析

为了验证所提理论的正确性,在 MATLAB/Simulink 中搭建了电机控制仿真模型。PMSM 仿真参数如下:额定功率 1.5 kW、定子 d 轴电感 $L_d = 1.85$ mH、定子 q 轴电感 $L_q = 5$ mH、永磁体磁链为 0.1 Wb、定子电阻 $R = 0.5 \Omega$ 、转动惯量 $0.001 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 、极对数为 2。

基于全阶状态滑模观测器的 PMSM MPCC 原理如图 5 所示。

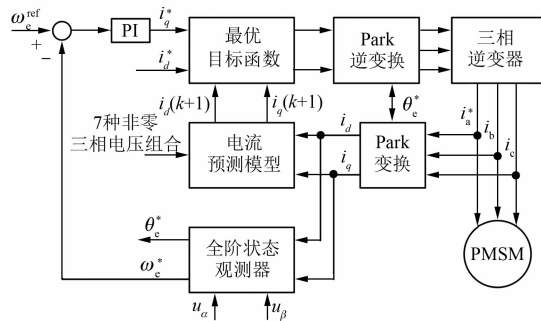


图 5 基于全阶状态滑模观测器的 PMSM MPCC 原理图

3.1 2 种观测器观测精度仿真分析

电机参考给定转速为 1 500 r/min,传统观测方法和全阶状态滑模观测方法下的电机转子位置和角度仿真波形如图 6 所示。

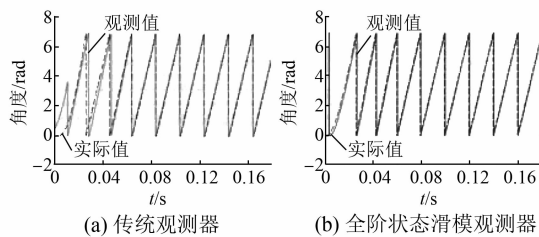


图 6 电机转子位置和角度仿真波形

通过比较图 6(a)、图 6(b)可以看出,传统观测器在观测电机转子角度位置时,0.04 s 时才能稳定;而全阶状态滑模观测器在观测电机转子角度位置时,0.02 s 时即可准确跟踪电机转子实际角度位置,且在观测过程中,观测曲线稳定性好,几乎没有波动。

由此可以验证,加入了模糊控制的思想的全阶状态滑模观测器可以快速、准确地观测电机转子角度位置。

3.2 电机动态特性仿真分析

电机空载启动至参考给定转速 1 500 r/min,在 0.6 s 时给电机加载到 8 N·m,稳定运行至 1.4 s 时,给电机减载到 4 N·m,所得电机定子电流、转速和转矩仿真波形如图 7~图 9 所示。

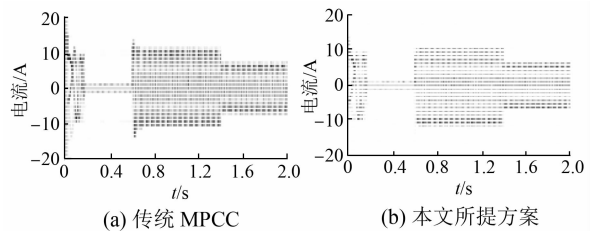


图 7 电机定子电流仿真波形

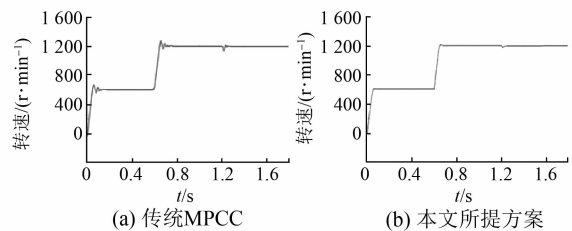


图 8 电机转速仿真波形

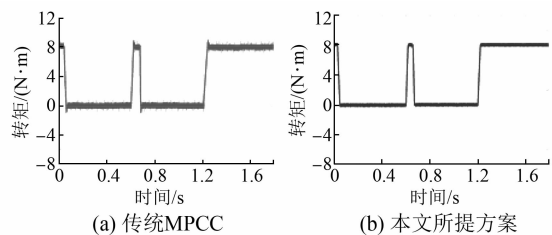


图 9 电机转矩仿真波形

对比图 7(a)、图 7(b)可以看出,本文所提控制策略下的电机定子电流超调量小,稳定性性能好。

对比图 8(a)、图 8(b)可以看出,传统 MPCC 下的电机转速存在一定程度的超调,且调节时间较长。而本文所提控制策略下的电机转速几乎没有超调,且调节时间明显缩短。由此证明了,本文所提出的控制策略具有良好的电机调速性能。

从图 9(a)、图 9(b)可以看出,与传统 MPCC 相比,本文所提控制策略下的电机转矩更加平稳,波动更小。

4 结 语

本文提出一种基于全阶状态滑模观测器的 PMSM MPCC 方案,能够降低电压矢量选择时的

计算量,提高运算效率。同时,能够对 PMSM 的转子位置和转速进行精准估算,消除了观测过程中存在的转子位置和转速抖振问题,提高了 PMSM 的控制性能。

【参考文献】

- [1] 李自成,易亚文,王后能,等. 基于有限集电流预测控制的永磁同步电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用,2020,47(8): 13.
- [2] KHANDELWAL Y, ROURAY A, SINGH R K, et al. Reduced voltage stress hybrid multilevel inverter using optimised predictive control [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(14): 2983.
- [3] MIR T N, SINGH B, BHAT A H. Improvised multi-objective model predictive control of matrix converter using fuzzy logic and space vectors for switching decisions[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(4): 758.
- [4] 徐静,杨淑英,郭磊磊,等. 基于二阶滑模观测器的感应电机转子磁链观测[J]. 电工电能新技术, 2016, 35(12): 32.
- [5] 王君力,张安堂,张颖,等. 基于二阶滑模算法的无刷直流电机转速控制研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(4): 80.
- [6] 何克胜,王英. 基于分数阶滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制[J]. 计算技术与自动化, 2018, 37(3): 25.
- [7] 管萍,和志伟,戈新生. 基于模糊控制的高超声速飞行器二阶滑模姿态控制[J]. 控制与决策, 2019, 34(9): 1901.
- [8] 方星,刘飞,高翔. 复合干扰下载人潜水器的全阶滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2018, 35(11): 1626.
- [9] CAO Z, NIU Y, ZHAO H, et al. Guaranteed cost sliding mode control of Markovian jump Lur'e systems under Round-Robin protocol [J]. IET Control Theory & Applications, 2020, 14(18): 2784.
- [10] 李耀华,秦玉贵,赵承辉,等. 自适应改进模糊调节电压矢量占空比永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 25.
- [11] 张其松,黄守道,罗德荣,等. 基于滑模策略的对转电机直接转矩控制[J]. 电力电子技术, 2018, 52(12): 11.
- [12] 周凯,石增. 开关磁阻电机转矩脉动抑制技术[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(12): 85.
- [13] 邱建琪,留若宸. 永磁同步电机位置伺服系统改进自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(11): 42.
- [14] 刘向辰,张海燕,陈磊,等. 基于改进型模糊自整定 PI 控制的无刷直流电机 PLC 调速系统[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(6): 12.

中国电器工业协会中小型电机分会简介

中国电器工业协会中小型电机分会的前身是中国电机工业协会中小型电机分会,成立于 1989 年,英文名称: Small & Medium Electric Machine Subassociation of China Electrical Equipment Industrial Association, 英文缩写 SMEMS。是由中小型电机及相关行业的制造、经营、科研、设计、院校和工程成套等单位,在平等、自愿的基础上组成的非盈利性的、不受地区、部门隶属关系和所有制限制的全国性行业组织。

中小型电机分会以遵守中华人民共和国宪法、法律、法规和国家政策,遵守社会道德风尚,代表和维护全行业的共同利益及会员的合法权益,促进我国中小型电机发展为宗旨,为会员、行业和政府提供服务,在政府与会员之间、行业企业与国内外用户之间、国内外行业企业之间发挥“桥梁”、“纽带”和社会中介作用。

中小型电机分会现有会员单位 200 多家,集中了本行业主要骨干企业。会址设在上海市,常设办事机构为秘

书处,秘书处下设办公室、综合信息部、科技发展部、行业统计部、市场价格部,一室四部承担单位为上海电器科学研究院。分会致力于通过各部和广大会员的共同努力,为中小型电机行业的振兴努力奋斗。

中国电器工业协会中小型电机分会秘书处

地址:上海市武宁路 505 号 9 号楼 6 楼

邮编:200063

关注公众号:中小型电机 SMEMS

