

永磁同步电机新型单电阻电流重构技术研究^{*}

陆佳琪¹, 吴金富², 陆彦如¹, 张 懿^{1,2}, 魏海峰^{1,2}

(1. 江苏科技大学 电子信息学院, 江苏 镇江 212000;

2. 浙江东方机电有限公司, 浙江 乐清 325600)

摘 要: 针对永磁同步电机在单电阻电流采样时, 低调制区域和扇区边界区域难以进行电流重构的问题, 提出了一种新型单电阻电流重构技术。首先, 对三相电流重构技术原理进行研究, 定义无法重构的区域为非观测区, 对非观测区电流重构盲区进行分析。其次, 使用脉冲宽度调制移相法对非观测区的电流进行重构, 发现仍有部分非观测区只可测得一相电流, 从而无法完成电流重构。针对这一问题, 设计电流观测器, 通过单相电流来估算三相电流, 且不需要电机与负载参数, 实现简单。试验验证表明, 所提新型单电阻电流重构技术具有可行性和实用价值。

关键词: 永磁同步电机; 单电阻电流采样; 电流重构技术; 电流观测器

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)02-0046-06

A Novel Single-Resistance Current Reconfiguration Technique for Permanent Magnet Synchronous Motor^{*}

LU Jiaqi¹, WU Jinfu², LU Yanru¹, ZHANG Yi^{1,2}, WEI Haifeng^{1,2}

(1. School of Electronics and Information, Jiangsu University of Science and Technology,

Zhenjiang 212000, China;

2. Zhejiang Dongfang Electromechanical Co., Ltd., Yueqing 325600, China)

Abstract: In order to solve the problem that it was difficult for permanent magnet synchronous motor to reconstruct the current in the low modulation area and the boundary area of the sector when the single-resistance current was sampled, a novel single-resistance current reconstruction technique was proposed. Firstly, the principle of three-phase current reconstruction technique was studied, the region in which the current was unable to reconstruct was defined as non-observation area, and the blind region of current reconstruction in the non-observation area was analyzed. Secondly, using the pulse width modulation (PWM) shift method to reconstruct the current in the non-observation area, it was found that there were still some non-observation areas where only the single-phase current could be measured and the current could not be reconstructed. Aiming at this problem, the current observer without the motor and load parameters was designed to estimate the three-phase current, which was easy to implement. Finally, the experimental results showed that the proposed novel single-resistor current reconstruction technique was feasible and valuable.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); single-resistance current sampling; current reconstruction technique; current observer

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(61503161); 江苏省产学研前瞻性联合研究项目(BY2016073-01); 江苏省自然科学基金面上项目(BK20161229); 江苏省高校自然科学研究面上项目(16KJB510046)

作者简介: 陆佳琪(1995—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电机控制与应用。

吴金富(1978—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电机控制与应用。

陆彦如(1994—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电机控制与应用。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)因具有效率高、功率密度大、控制性能好等特点而被广泛运用于各个领域,但其高成本的控制系统制约了其应用。单电阻电流采样技术可以很好地降低成本。因此,如何在PMSM控制系统中使用单电阻进行电流采样成为国内外研究的重要课题之一。

文献[1]针对三相逆变器输出的电流易失真的问题,提出一种可对电流进行实时补偿的单电阻电流重构技术。文献[2-3]提出了一种脉冲宽度调制(PWM)移相法,通过单电阻采样直流母线电流重构变频器相电流。文献[4]提出一种基于单电阻电流重构技术的PWM补偿控制方法,通过单电阻采样对四相电流进行重构,并在非观测区注入单脉冲信号,抑制非换相电流的波动。文献[5]提出一种基于全周期电感分区策略与角度-电感模型相结合的无位置传感器方法,并且对电机缺相容错运行时的位置估计方法进行了研究。文献[6]提出一种基于准Z源网络抑制永磁无刷直流电机换相转矩脉动的方法,在三相桥臂前级增加由准Z源网络构成的功率变换电路,能够抑制永磁无刷直流电机不同形式的换相转矩脉动。文献[7]采用双高频脉冲注入技术,利用直流母线电流信息实现了相电流重构。文献[8]通过修改开关状态解决了低调制比、参考矢量接近有效矢量时无法满足采样要求的问题,实现了相电流重构。文献[9]针对传统母线电流采样所存在的缺点,结合无刷直流电机,采用一个磁平衡式电流传感器采样包括续流在内的全部电流信息,精确控制电磁转矩。文献[10]采用单个电流分流器实现了异步电机线电流的重构,并详细分析了线电流信号中的波形误差。

本文针对在使用PWM移相法后,非观测区内仍存在部分区域只可采样单相电流而无法进行电流重构的问题,提出一种采用电流观测器,通过单相电流来估算三相电流的方法。该算法不需改变硬件,在不增加成本的前提下,通过软件便可实现,相比传统的单电阻电流重构技术,进一步增强了控制效果。最后,通过试验验证了该算法的正确性和可行性。

1 PMSM 三相电流重构原理

PMSM驱动多采用三相全桥逆变拓扑结构。采用该驱动方式时,母线电流中含有绕组各相电流信息,故采集母线电流可以重构出三相电流。

PMSM拓扑结构如图1所示,采用空间矢量脉冲宽度调制(SVPWM)矢量控制策略。通过逆变器中6个MOS管的开通关断,将电压矢量分为6个空间电压矢量和2个零矢量。

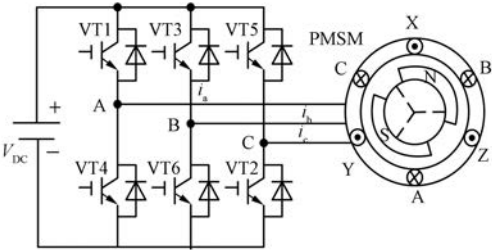


图1 PMSM 拓扑结构

在MOS管各种开关状态下,直流母线电流与相电流的对应关系如表1所示。

表1 直流母线电流与绕组相电流的对应关系

开关状态	直流母线电流对应的相电流
(100)	$+i_a$
(101)	$-i_b$
(001)	$+i_c$
(011)	$-i_a$
(010)	$+i_b$
(110)	$-i_c$
(000)	0
(111)	0

如图2所示,以扇区I为例,参考电压矢量由(110)、(100)、(000)、(111)组成,当参考电压为(110)时,测得母线电流为 $-i_c$ 。当参考电压为(100)时,测得母线电流为 $+i_a$ 。通过基尔霍夫定理可以计算出B相电流 i_b 。

2 相电流重构盲区分析

在理想情况下,模数转换器(ADC)可以瞬间完成电流的采样,但是,死区时间、MOS管的开关延迟、ADC采样时间等的存在,会导致无法对相电流进行重构。因此,系统需要一个最短采样时

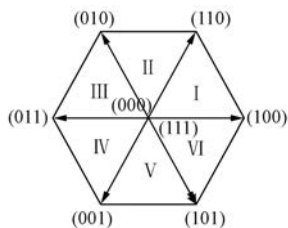


图2 逆变器输出的电压空间矢量

间 $T_{\min}$ 作为采样窗口。

如图3所示, S_{up} 、 S_{down} 分别为上下桥 MOS 管驱动信号, 为防止上下桥导通, 一般在驱动信号中加入死区时间 T_D 。 $T_{\text{MOS_up}}$ 、 $T_{\text{MOS_down}}$ 分别为上下桥 MOS 管开通与关断时刻。MOS 管开关存在延迟, 记为 T_{ON} 、 T_{OFF} 。可以看出, 驱动信号与 MOS 管最终开通或关断的最大时间延迟为 $T_D + T_{\text{ON, OFF}}$ 。

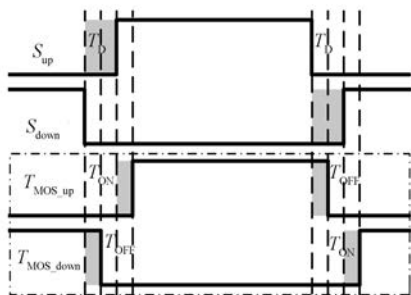


图3 死区与开关延时

图4所示为实际电流与理想电流对比。可以发现, 实际电流信号与理想电流信号有较大的差异。由于电机绕组存在电感, 电流不能瞬时上升到稳定值, 在 MOS 管开通瞬间不能进行采样, 需要等待 T_h 时间, 待电流稳定之后, 再进行采样。

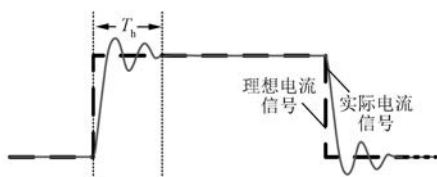


图4 实际电流与理想电流对比

为了保证电流的准确采样, 每个非零电压矢量作用时间 T_s 不得小于 $T_{\min}$, 如式(1)所示:

$$T_s \geq T_{\min} \geq T_D + T_{\text{ON}} + T_h \quad (1)$$

图5所示为扇区边界区域和低调制区域。当

电压矢量作用时间 $T_s < T_{\min}$ 时, 无法获得准确的母线电流信息, 构成相电流重构盲区。

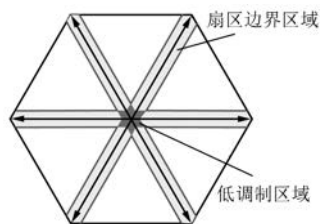


图5 测量盲区

3 PWM 移相法

当电压矢量持续作用时间无法满足采样所需最短时间 $T_{\min}$ 时, 可以将此脉冲进行平移, 来获得足够的采样时间。

图6(a)所示为在扇区边界区域、基本电压矢量(110)作用下的 PWM 移相波形图, 持续时间小于 $T_{\min}$, 将 C 相桥臂的驱动信号向右平移来获得充足的采样时间, 从而采样出精确的 C 相电流; 图6(b)为与图6(a)对应的 PWM 移相矢量图, 在经过脉冲移位之后, 电压矢量不再只由基本电压矢量(110)、(100)合成, 而是引入了基本电压矢量(101)。

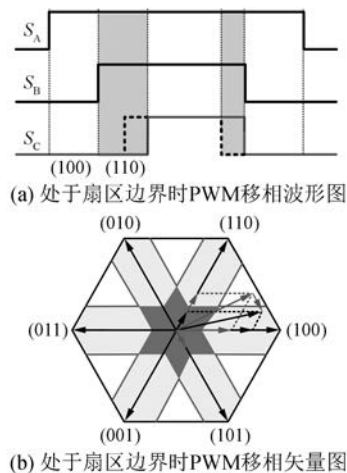


图6 扇区边界区域 PWM 移相

图7(a)所示为在低调制区域, 基本电压矢量(100)、(110)作用下的 PWM 移相波形图, 持续时间都不足以进行电流采样, 无法获得准确的 A、C 相电流。将 A 相的驱动信号向左平移一段时间, 再将 C 相桥臂的驱动信号向右平移一段时间, 从

而获得足够的时间来进行电流采样。图 7(b) 为与图 7(a) 对应的 PWM 移相矢量图。此时电压矢量由基本电压矢量 (110)、(100)、(011)、(001) 合成。

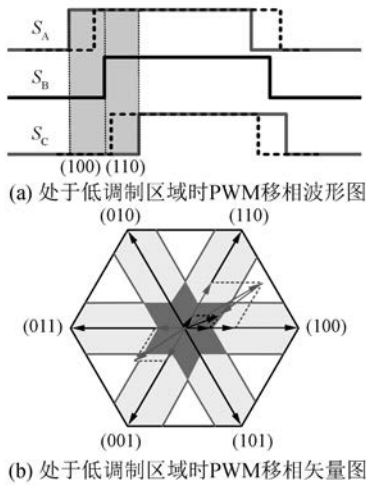


图 7 低调制区域 PWM 移相

4 单相电流估计三相电流算法

只采样得到单相电流情况下的波形图如图 8 所示。在三相桥臂驱动信号经过脉冲移相之后，基本电压矢量 (100) 的作用时间等于最小采样时间 T_{min} ，从而采样得到 A 相电流；基本电压矢量 (110) 的持续时间仍然小于 T_{min} ，无法采样出 C 相电流，从而无法完成重构。

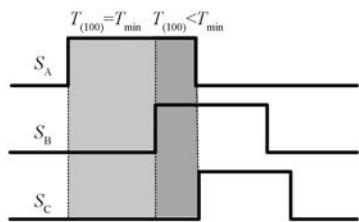


图 8 只采样得到单相电流情况波形图

为了解决单电阻重构技术中只能采样得到一相电流的问题，设计了 $\alpha\beta$ 坐标系下的电流观测器。图 9 所示为系统控制框图。

4.1 判断采样电流

判断此次采样获得的是哪一相电流。如表 2 所示，F1、F2、F3、F4、F5、F6 分别表示 6 个 MOS 管 VT1、VT2、VT3、VT4、VT5、VT6 的开关信号。

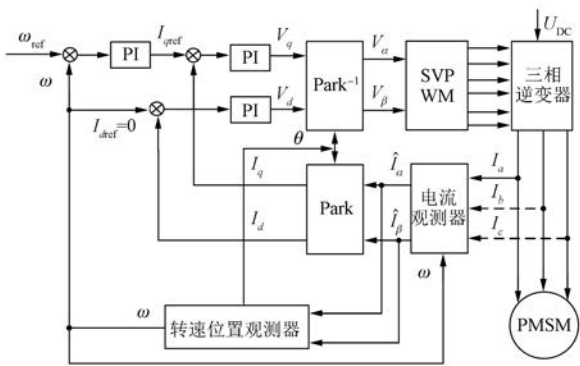


图 9 系统控制框图

AA、BB、CC=1 表示此次采样得到的为 A、B、C 相电流，例如对于 A 相电流计算公式如下：

$$AA = a_A = F1.\bar{F}3.\bar{F}5 + F4.\bar{F}6.\bar{F}2 \quad (2)$$

表 2 母线电流与绕组相电流的对应关系

开关状态	母线电流	
$F1.\bar{F}3.\bar{F}5$	$+i_a$	$AA=a_A=1$
$F4.\bar{F}6.\bar{F}2$	$-i_a$	
$F3.\bar{F}5.\bar{F}1$	$+i_b$	$BB=a_B=1$
$F6.\bar{F}2.\bar{F}4$	$-i_b$	
$F5.\bar{F}3.\bar{F}1$	$+i_c$	$CC=a_C=1$
$F2.\bar{F}6.\bar{F}4$	$-i_c$	

4.2 设计电流观测器

$\alpha\beta$ 坐标系下的电流观测器状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}'_1 \\ \dot{x}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

理想状态下：

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \cos \omega t \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中： ω ——电机转速，在一个 PWM 周期内可以假设 ω 不变。

通过 Clarke 反变换分别可得 A、B、C 三相坐标系下的电流观测器：

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_A \\ \hat{i}_B \\ \hat{i}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

通过式 (6) 对观测器误差进行误差补偿：

$$\begin{bmatrix} \hat{x}'_1 \\ \hat{x}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + [d_1]_{(A,B,C)} e_i(t) \cdot a_i \quad (6)$$

其中: $a_i = a_{A,B,C}$; $e_i(t) = x(t) - \hat{x}(t)$; $\hat{x}_1, \hat{x}_2$ 为 x_1, x_2 的估计值。

以 A 相为例,其电流观测方程为

$$\begin{bmatrix} \hat{x}'_1 \\ \hat{x}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + [d_1]_A [1 \ 0] \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

设误差向量为

$$E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(t) - \hat{x}_1(t) \\ x_2(t) - \hat{x}_2(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

误差向量服从如下方程:

$$\begin{cases} E' = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} E - \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}_A [1 \ 0] E \\ E' = \begin{bmatrix} -d_1 & \omega \\ -\omega - d_2 & 0 \end{bmatrix} E \end{cases} \quad (9)$$

$$E' = AE \quad (10)$$

式(9)的特征方程为

$$s^2 + d_1 s + d_2 \omega + \omega^2 = 0 \quad (11)$$

选择观测极点为 $s_1 = s_2 = -3\omega$, 可得观测器反馈系数为

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}_A = \begin{bmatrix} 6 \\ 8 \end{bmatrix} \quad (12)$$

B 相误差向量服从如下方程:

$$E' = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} E - \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}_B [-0.5 \ 0.866] E \quad (13)$$

观测器的反馈系数为

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}_B = \begin{bmatrix} 3.8 \\ 9.2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

同理, C 相的反馈系数为

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}_C = \begin{bmatrix} -9.9 \\ 1.2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

该观测器可以使用单相电流估算出电流 I_α, I_β , 解决单电阻采样经过脉冲移动之后, 仍有部分区域只能采样得到一相电流的问题。通过此观测器的设计, 节约了硬件成本, 提高了系统的精度,

增强了系统的鲁棒性。

5 试验结果及分析

在 PMSM 调速平台上, 对所描述的新型单电阻电流采样重构的方法进行了试验研究。试验平台如图 10 所示。

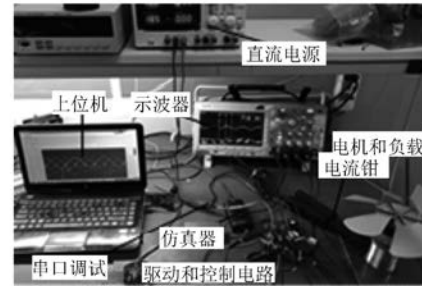


图 10 系统的试验平台

试验电机参数如表 3 所示。

表 3 试验电机参数

参数名称	参数值
额定功率/W	72
额定电压/V	36
额定电流/A	2
额定转矩/(N·m)	0.3
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000
定子电阻/Ω	1.1
d、q 轴电感/mH	2
极对数	4
转子永磁磁链 ψ_f /Wb	0.075

图 11 所示为相电流重构的波形分析。图 11(a)~图 11(d)是采用示波器进行的实测结果。图 11(a)是未加入电流观测器的相电流实际波形图, 可以看出电流波形发生形变, 正弦度一般, 有较多毛刺; 图 11(b)为加入电流观测器后的相电流实际波形图, 可以看出波形正弦度有所改善, 毛刺有所减少。图 11(c)为图 11(a)的细节放大图, 图 11(d)为图 11(b)的细节放大图, 可以更清晰直观地看出加入电流观测器之后, 相电流毛刺变少, 正弦度变好。

图 11(e)是加入电流观测器, 通过上位机读取采样出的三相重构电流波形, 对比可见接近于示波器实测的电流波形, 说明重构成功。

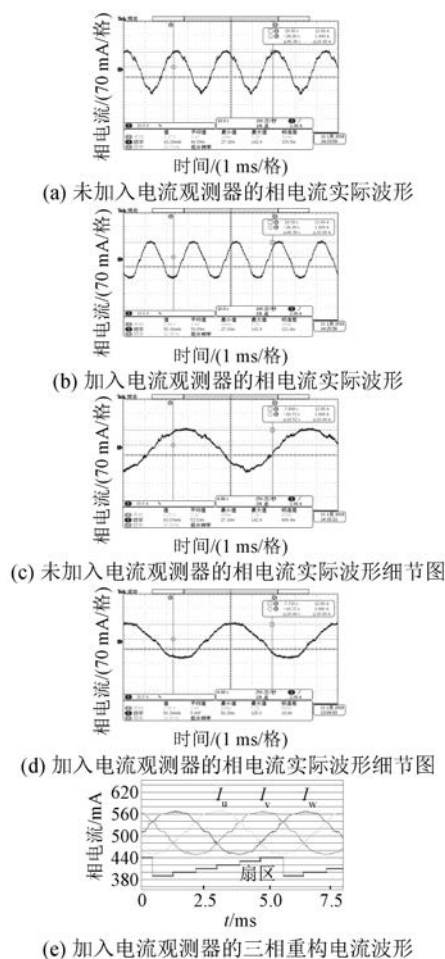


图 11 相电流波形分析

6 结 语

在使用 PWM 移相法之后,仍存在部分只能采样得到单相电流的电流重构盲区。针对这一问题,本文提出了一种新型单电阻电流重构技术。通过电流观测器的设计,用单相电流估算出三相电流,实现了相电流的精确重构。通过试验分析,验证了所提算法的可行性和准确性。该算法不增加开关损耗,实现简单,适用于任何三相平衡的电机驱动系统。

【参考文献】

- [1] CHO Y, LA B T, LAI J. A three-phase current reconstruction strategy with online current offset compensation using a single current sensor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2924.
- [2] GU Y K, NI F L, YANG D P, et al. Switching-state phase shift method for three-phase-current reconstruction with a single DC-link current sensor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(11): 5186.
- [3] 储剑波,胡育文,黄文新,等.一种变频器相电流采样重构技术[J].电工技术学报,2010,25(1): 111.
- [4] 周聪,刘闯,王凯,等.用于开关磁阻电机驱动系统的新型单电阻电流采样技术[J].电工技术学报,2017,32(5): 56.
- [5] 蔡骏,邓智泉.基于全周期电感法的开关磁阻电机无位置传感器控制技术[J].电工技术学报,2013,28(2): 145.
- [6] 夏鲲,朱琳玲,曾彦能,等.基于准 Z 源网络的永磁无刷直流电机换相转矩脉动抑制方法[J].中国电机工程学报,2015,35(4): 971.
- [7] GAN C, WU J, YANG S, et al. Phase current reconstruction of switched reluctance motors from DC-link current under double high-frequency pulses injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 3265.
- [8] 马鸿雁,孙凯,魏庆,等.PWM 逆变器相电流重构研究与误差分析[J].电工技术学报,2011,26(1): 108.
- [9] 刘亚静,王鹏飞,王治国,等.一种母线全电流采样策略的研究[J].电机与控制学报,2011,15(3): 58.
- [10] METIDJI B, TAIB N, BAGHLI L, et al. Phase current reconstruction using a single current sensor of three-phase AC motors fed by SVM-controlled direct matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 497.

收稿日期: 2018-09-18

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部