

电动车用无刷直流电机无位置传感器控制研究

曹建波, 曹秉刚, 王斌, 许鹏

(西安交通大学电动车研究开发中心, 710049, 西安)

摘要: 通过分析电动车用无刷直流电机换相原理及间接位置检测原理,设计了一种基于反电动势法的无位置传感器电动车控制系统,为消除电机中性点电压和阻容滤波对反电动势检测电路的影响,该系统对传统反电动势法进行了改进,将采样电路的参考点与电池负极断开,并通过软件设计进行了反电动势相移补偿.实验结果表明,改进后的无位置传感器控制系统消除了电机中性点电压对反电动势检测电路的影响,不论电机运行在低速还是高速状态,都可准确地检测反电动势的过0点,在进行了相移补偿之后,可成功实现无位置换相控制,从而提高了电动车控制系统的可靠性和稳定性.

关键词: 电动车;无刷直流电机;无位置传感器;反电动势法

中图分类号: TP301 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2008)05-0597-05

Position-Sensorless Control for Brushless DC Motor of Electric Vehicle

CAO Jianbo, CAO Binggang, WANG Bin, XU Peng

(Research and Development Center of Electric Vehicle, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: By analyzing the principle of position-sensorless control for brushless DC motor (BLDCM), a control system by means of back-electromotive force(back-EMF) method is designed for electric vehicle (EV). To eliminate the influence on back-EMF detection circuit from motor neutral point and RC filter, the reference point of detection circuit is disconnected from battery cathode, and the phase shifting of back-EMF is compensated by software scheme. The experimental results show that the control system of position-sensorless EV enables to eliminate the influence from motor neutral point to realize zero-crossing detection accurately whenever BLDCM runs at high or low speed. The phase shifting once is compensated, the position-sensorless commutation control is completed to ensure the system reliability and stability.

Keywords: electric vehicle; brushless DC motor; position sensorless; back-electromotive force method

由于电动车具有节能无污染以及方便快捷的特点,因此已经逐渐成为人们生活中一种重要的绿色交通工具.电动车主要包括车体、电机、电池、充电器和控制系统5大部分,电机作为电动车的动力部分,其性能直接决定了电动车的整车运行性能^[1].

永磁无刷直流电机(BLDCM)既具有交流电机的结构简单、运行可靠和维护方便等一系列优点,又具备直流电机的运行效率高、无励磁损耗及调速性

能好、启动转矩较大等特点,在电动车领域被广泛应用^[2].有位置传感器的BLDCM的缺点^[3]为:①位置传感器难于安装,限制了电机的小型化,增加了电机的成本;②位置传感器比较容易损坏,难于维修,影响电机的寿命;③霍尔元件温度特性不好,导致了电机稳定性下降.因此,本文电动车采用无位置传感器的无刷直流电机.

目前,国内外文献已对多种无位置传感器控制

策略进行了研究. 文献[4-9]中提出了很多方法, 如反电动势法、相电流法、续流二极管法、磁链位置估计法、模型参考位置估计法、卡尔曼滤波器估计法和检测电机相电感变化的位置估计法等. 这些方法多数均建立在电机参数精确预知的前提下, 而在实际环境中许多电机参数并不确定, 且有些参数随环境变化而变化, 因此在实际运行过程中很难达到预期效果. 反电动势法由于控制较简单可靠, 稳定性好, 因此是无位置传感器无刷直流电机中最常用的一种控制方法. 本文针对电动车工况复杂的特点, 决定采用该方法, 并对反电动势位置采样电路和相移补偿进行了改进, 设计了一种新型的电动车用无位置传感器控制器, 实验结果表明, 该控制器可成功进行换相控制, 具有较高的精度.

1 电动车控制系统的设计

本文设计的无位置传感器电动车控制系统的框架如图1所示, 控制系统的工作过程为: 控制芯片收到调速信号和电机的反电动势位置信号后, 将相应的脉宽调制(PWM)信号和6路驱动逻辑信号输送给场效应晶体管(MOSFET)驱动芯片IR2103, IR2103进行逻辑变换后调制6个MOSFET驱动电机, 通过速度计算和电流检测来反馈控制结果, 在控制芯片中对反馈结果进行处理后再输出, 形成闭环控制. 与此同时, 控制芯片还通过串行通信接口将相关的信息传输到显示面板, 显示当前的工作状态.

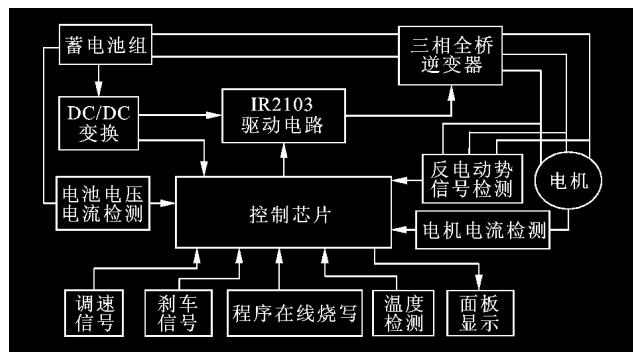


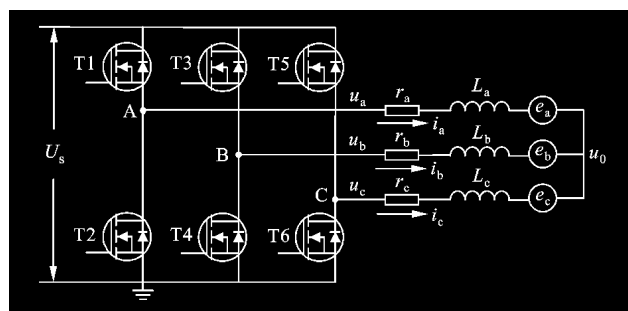
图1 无位置传感器电动车控制系统框图

2 无位置传感器控制

2.1 BLDCM 换相原理

本文电动车应用的是具有梯形反电动势的无刷直流电机, 采用三相桥式Y形联接, 120° 两两导通的方式, 无刷直流电机等效主电路的原理见图2.

在允许的范围内做如下假设: ①忽略齿槽效应,



U_s : 电池电压; T1~T6: 场效应晶体管; u_a 、 u_b 、 u_c : 电机的三相端电压; r_a 、 r_b 、 r_c : 定子的三相内阻; L_a 、 L_b 、 L_c : 定子的三相电感; e_a 、 e_b 、 e_c : 定子的三相反电动势; i_a 、 i_b 、 i_c : 电机的三相相电流; u_0 : 电机定子绕组中性点的对地电压; A、B、C: 电机的3个相

图2 无刷直流电机等效主电路图

绕组均匀分布于光滑定子的内表面; ②忽略磁路饱和, 不计涡流和磁滞损耗; ③转子上没有阻尼绕组, 永磁体不起阻尼作用. 定子三相绕组的端电压方程^[7]可表示为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & L_b & 0 \\ 0 & 0 & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_0 \\ u_0 \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

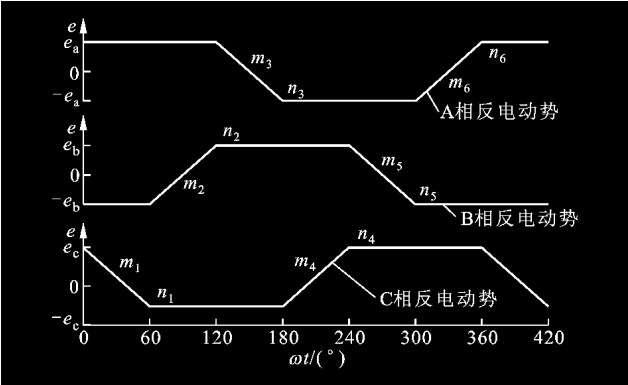
在允许的范围内, 设 $r_a = r_b = r_c = r_m$, $L_a = L_b = L_c = L_m$, 则式(1)可简化为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_m & 0 & 0 \\ 0 & r_m & 0 \\ 0 & 0 & r_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_0 \\ u_0 \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

电机的换相过程为: 控制芯片根据转子位置信号判断相应导通的两相, 通过对逆变器的 T1~T6 进行控制供电, 形成旋转磁场, 带动转子磁钢转动. 电机三相的反电动势理想波形如图3所示.

2.2 反电动势过0点检测原理及其采样电路设计

由图3可知, 无刷直流电机的反电动势波形是很好的检测电机转子磁极位置的信号, 它能严格地反映转子磁极的位置. 但是, 在实际应用中电机反电动势不能被直接检测, 因此必须利用间接方法来检测反电动势的波形. 由于本文研究的对象是用于调速系统, 而非伺服系统, 所以只要检测到反电动势波形的过0点以保证电机准确换相即可, 即利用未导通相的端电压来检测该相反电动势的过0点.



$m_1 \sim m_6$:反电动势的过0点; $n_1 \sim n_6$:电机换相点
图3 反电动势的理想波形图

现假设电机A相和B相导通,此时A、B两相电流和反电动势的大小相等,方向相反,C相电流为0,即 $i_a = -i_b, e_a = -e_b, i_c = 0$.将上面的条件代入式(2)可得中性点的电压和C相反电动势过0点的检测方程^[8]

$$u_0 = \frac{1}{2}(u_a + u_b) \quad (3)$$

$$e_c = u_c - u_0 = u_c - \frac{1}{2}(u_a + u_b) \quad (4)$$

同理,可得A相和B相反电动势过0点检测方程

$$e_a = u_a - \frac{1}{2}(u_b + u_c) \quad (5)$$

$$e_b = u_b - \frac{1}{2}(u_a + u_c) \quad (6)$$

从式(4)至式(6)中可以看出,反电动势的计算不包含中性点电压,可直接由端电压获取.计算得到反电动势过0点后再延迟 30° ,即为电机换相点,其理想的换相逻辑如图3所示. MOSFET导通顺序如表1所示.

表1 MOSFET导通顺序表

过0点	延迟角度 /($^\circ$)	换相点	MOSFET开关状态
m_1	30	n_1	T1、T6导通,其余关闭
m_2	30	n_2	T3、T6导通,其余关闭
m_3	30	n_3	T3、T2导通,其余关闭
m_4	30	n_4	T5、T2导通,其余关闭
m_5	30	n_5	T5、T4导通,其余关闭
m_6	30	n_6	T1、T4导通,其余关闭

本文设计的电机反电动势采样电路如图4所示,为了消除 u_0 对反电动势检测电路的影响,将检测电路的N点与电池负极断开,并将其与控制器的

地相连,得到基于端电压的反电动势检测电路.由于消除了 u_0 对反电动势检测电路的影响,不论电机运行在低速还是高速,反电动势过0点的位置检测信号都不会产生波动,因此提高了控制系统的可靠性和稳定性.电机的端电压经过阻容分压滤波后得到电压 u_{a1}, u_{b1}, u_{c1} ,再与参考电压 u_r 相比较,得到三相反电动势过0点的电压信号 u_{a2}, u_{b2}, u_{c2} ,并送到控制芯片中进行换相控制(见图5).

2.3 反电动势的相移补偿

由于反电动势的采样电路采用了阻容网络滤波,不可避免地就会使得反电动势的过0点产生相移,使位置检测不准确,应用中必须进行适当的相位修正.下面以A相为例进行分析.由图4可得 u_{a1} 相对于 u_a 的传递函数^[9]

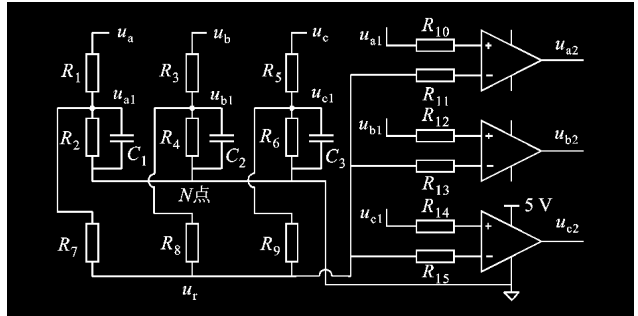
$$\frac{u_{a1}}{u_a} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_1 R_2 C_1 s} \quad (7)$$

根据式(7),可计算得到 u_{a1} 相对于 u_a 的相位延迟角度

$$\alpha = \arctan \frac{2\pi R_1 R_2 C_1 f}{R_1 + R_2} \quad (8)$$

式中: f 为反电动势频率,是与速度成正比的变量.

如图6a所示,当 $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ 时,如果不考虑 α 的影响,真实换相点将由 n 点偏移至 n_1 点,所以相位调整角 $\beta = 30^\circ - \alpha$,即检测到反电动势过0点后,延迟 β 换相.在这里也可以延迟 $\beta = 90^\circ - \alpha$ 后,在下一个换相点 n_2 点换相.如图6b所示,当 $30^\circ < \alpha \leq 60^\circ$ 时, $\beta = 90^\circ - \alpha$.由于 α 过大,而与之对应的换相点 n 已经丢失,因此求得的是与 m_1 对应的下一个换相点 n_2 .总之,无论 $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$,还是 $30^\circ < \alpha \leq 60^\circ$,都可以将相位调整角统一描述为 $\beta = 90^\circ - \alpha$,从而避免了在编程实现时的分段操作,简化了编程,使实用性和可靠性更好.



$R_1 \sim R_{15}$:电阻; $C_1 \sim C_3$:电容

图4 反电动势采样电路图

2.4 启动技术研究

0启动问题是无刷直流电机无位置传感器控制

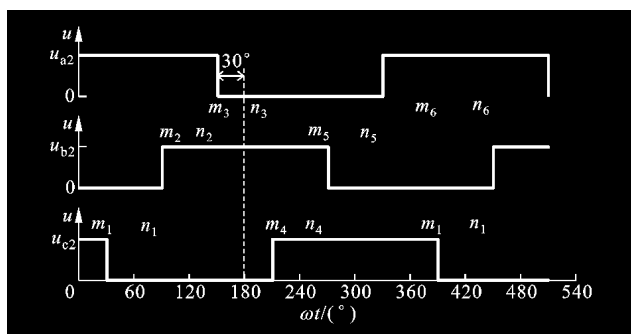
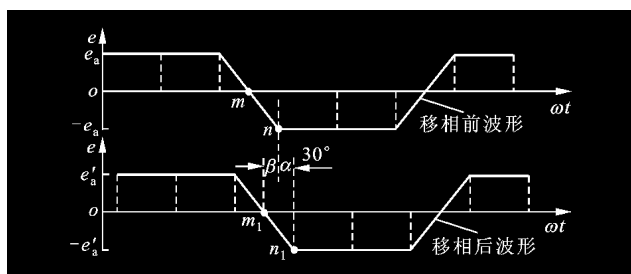
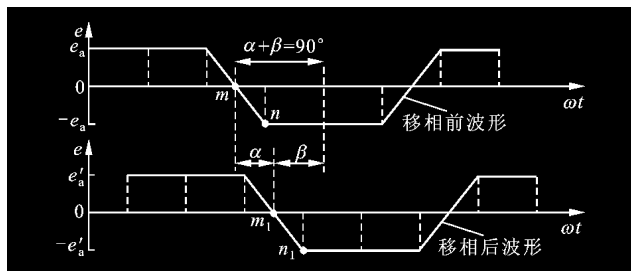
图5 u_{a2}, u_{b2}, u_{c2} 的换相逻辑图(a) $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ (b) $30^\circ < \alpha \leq 60^\circ$

图6 反电动势的相移原理图

的难点之一,电机在静止或转速较低时,由于反电动势为0或较小,无法通过检测反电动势的过0点来判断转子的位置,因此需要采用一定的启动方法使电机运转到可以稳定获得反电动势过0点的速度。目前,启动方法主要有三段式启动、预定位启动和升频升压同步启动法,以及短时检测脉冲转子的定位启动法等^[10]。

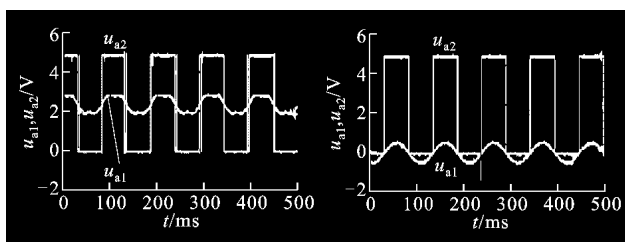
结合电动车的工作特点,本文采用升频升压的软件启动方式。该方式无需附加任何启动控制电路,把无刷直流电机作为永磁同步电机来实现变频启动,由控制芯片产生 PWM 波形控制逆变器,使逆变器的换相频率从小到大慢慢地增加、电机定子的电压开始很小并逐步增加。与此同时,将 PWM 波形的参数送入比较器进行比较,当 PWM 的占空比达到一定数值时,也就是电压足够大、电机转速达到一定速度以后,就可以获得足够大的反电动势,此时就可以适时地将电机切换到利用反电动势检测信号控制换相的运行状态。

3 实验研究

本文设计的控制器以 TI 公司的数字信号处理器(DSP) TMS320LF2407A 为控制芯片,以西安交通大学博源电动车公司的微型电动车作为实验平台,对反电动势采样电路、软件相移补偿、无位置传感器换相控制进行了实验测试。电动车所用电机为上海 21 所研制的安乃达无刷直流电机,额定电压为 48 V,额定功率为 500 W,电角度为 120° 。实验中使用 Textronix TDS1002 型示波器对电机的电压信号和位置信号进行测试和记录。

3.1 不同参考点对反电动势采样波形的影响

如图 7 所示,图 7b 由于消除了电机中性点电压 u_0 对反电动势检测电路的影响,不论电机运行在低速还是高速,反电动势过 0 点位置的检测信号都不会产生波动,因此提高了控制系统的可靠性和稳定性。



(a) 参考点为电池负极

(b) 参考点为N点

图7 不同参考点的采样波形比较图

3.2 反电动势相移补偿实验

为了验证反电动势相移补偿的效果,通过软件设计输出了补偿后得到的位置波形 u'_{a2} ,并与实际的霍尔位置波形 H_a 进行比较,结果如图 8 所示。未经补偿的反电动势采样波形不能直接用于驱动电机,因为它不是实际的换相点,和实际的换相点相比有个时间差,而补偿后的换相点与实际换相点基本吻合,达到了预期的效果,所以可以用来作为电机的换相信号。

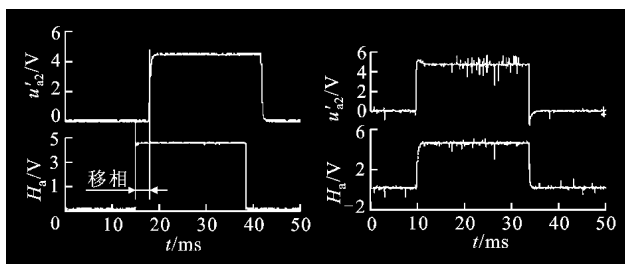
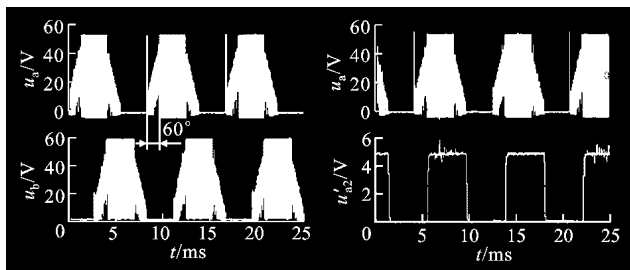


图8 反电动势的相移补偿对比实验

3.3 无位置传感器换相控制实验

通过采用升频升压的软件启动方式,电动车在

不同负载的情况下,都可成功启动,不会有错位和失步的现象. 电动车正常运行时的换相波形如图9所示,从图9中可以看出,电机换相准确、平稳,达到了设计的目的. 电动车在行驶过程中,与改进前的控制系统相比,其噪音和振动感明显降低,运行也更加可靠平稳.



(a) u_a 与 u_b 的波形图 (b) u_a 与 u'_{a2} 的波形图
图9 电机的换相控制波形图

4 结 论

本文在建立无位置传感器电动车控制系统主回路结构的基础上,进行了无刷直流电机无位置传感器控制的对比实验,得出的结论如下.

(1) 本文设计的基于反电动势法的无刷直流电机无位置传感器控制系统,将检测参考点与电池负极断开,消除了电机中性点电压对反电动势检测电路的影响,不论电机运行在低速还是高速状态,反电动势过0点的位置检测信号都不会产生波动,可很好地实现反电动势过0点的检测,因此提高了电动车控制系统的可靠性和稳定性.

(2) 通过软件设计进行相应的反电动势相移补偿之后,解决了由相移所带来的换相不准确的问题. 控制系统在不同负载的情况下都可成功启动,并能准确平稳地实现无位置传感器的换相控制,因此具有更好的鲁棒性,使电动车驾驶更加平稳安全舒适.

参考文献:

- [1] 曹秉刚, 张传伟, 白志峰, 等. 电动汽车技术进展和发展趋势[J]. 西安交通大学学报, 2004, 38(1): 1-5. CAO Binggang, ZHANG Chuanwei, BAI Zhifeng, et al. Technology progress and trends of electric vehicles [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2004, 38(1): 1-5.
- [2] 廖连莹, 王仲范, 邓亚东, 等. 电动汽车永磁无刷直流电机键合图建模与仿真[J]. 武汉理工大学学报, 2003, 25(6): 192-195. LIAO Lianying, WANG Zhongfan, DENG Yadong, et al. Simulation of a permanent magnet brushless DC motor for electric vehicle using the bond graph method [J]. Journal of WUT, 2003, 25(6): 192-195.
- [3] 王永. “反电势法”无刷直流电机控制系统研究[D]. 南京: 东南大学电气工程学院, 2004.
- [4] CHEN Wei, XIA Changliang. Sensorless control of BLDCM based on fuzzy logic [C]//Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2006: 6298-6302.
- [5] 肖本贤, 郭福权, 娄天玲, 等. 基于模糊神经网络预测转角的无传感器无刷直流电动机换相控制研究[J]. 系统仿真学报, 2003, 15(8): 1120-1135. XIAO Benxian, GUO Fuquan, LOU Tianling, et al. The commutation control research of BLDCM based on fuzzy neural network for estimating the rotor position [J]. Journal of System Simulation, 2003, 15(8): 1120-1135.
- [6] LAI Y S, SHYU F, TSENG S S. New initial position detection technique for three-phase brushless DC motor without position and current sensors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 485-491.
- [7] 张琛. 直流无刷电动机原理及应用 [M]. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [8] 张相军. 无刷直流电机无位置传感器控制技术的研究[D]. 上海: 上海大学电机与控制工程研究所, 2001.
- [9] 杨华. 电动自行车用无位置传感器无刷直流电机控制器研究[D]. 西安: 西安交通大学机械工程学院, 2007.
- [10] 吴筱辉, 程小华, 刘杰. 反电势法检测转子位置的直流无刷电机系统起动方法[J]. 中小型电机, 2005, 32(5): 60-63. WU Xiaohui, CHENG Xiaohua, LIU Jie. Starting methods of brushless DC motor using back EMF to monitor rotor position [J]. S&M Electric Machines, 2005, 32(5): 60-63.

(编辑 管咏梅)