

一种新型力矩马达的建模研究^{*}

高 恒¹, 尚群立^{1*}, 余善恩¹, 高 强²

(1. 杭州电子科技大学 信息与控制研究所, 浙江 杭州 310018;

2. 宁夏银星能源吴忠仪表股份有限公司, 宁夏 吴忠 751100)

摘要:为了更好地控制电-气阀门定位器, 根据力矩马达的动作原理, 采用机理分析的方法, 分析了新型力矩马达的输出力矩与磁通的关系和输入电压与磁通的关系; 在此基础上分别建立了该新型力矩马达的磁路模型和电路模型; 最后, 建立了力矩马达可动铁片的转角与输入电压之间的传递函数。通过实验图和仿真图的对比, 实验验证了模型的正确性。

关键词:力矩马达; 磁路模型; 电路模型; 传递函数

中图分类号:TH13; TP271.31

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2010)07-0021-05

A study of a new type torque motor modeling

GAO Heng¹, SHANG Qun-li¹, YU SHAN-en¹, GAO Qiang²

(1. Institute of Information and Control, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China;

2. Ningxia Yinxing Energy Wuzhong Instrument Co., Ltd., Wuzhong 751100, China)

Abstract: To achieving better control of the electro-pneumatic valve positioner, according to the action principle of torque motor, theoretical analysis was adopted to analyze the relationship of the output torque and flux of the new type of torque motor, and the relationship between input voltage and flux was analyzed. On this basis, the magnetic circuit model and circuit model of the torque motor were established. Finally the transfer function was established based on the angle of rotation of the torque motor movable iron and the input voltage. Simulations results show the correctness of the presented models.

Key words: torque motor; magnetic circuit model; circuit model; transfer function

0 引 言

在电-气伺服阀中力矩马达的作用是将电信号转换为机械运动, 因此是一种电-机械转换装置。电-机转换器是利用电磁原理来工作的, 它由永久磁铁产生固定磁场, 电控制信号通过控制线圈产生控制磁场^[1], 两个磁场相互作用产生与控制信号成比例并能反应控制信号极性的力或力矩, 从而使运动部分产生直线位移或角位移。

通过对一种新型力矩马达的磁路和电路分析, 本研究分别建立该力矩马达的磁路模型和电路模型, 然

后建立力矩马达的传递函数, 最后通过实验图像和仿真图像的比较, 验证模型的正确性。

1 新型力矩马达的结构和工作原理

考虑到定位器的转矩电动机的耐振性, 可动部分大多采用容易轻量化的可动铁片型。但是, 由于消耗电流低, 所以线圈就大, 其周围的磁性回路也相应增大, 转矩电动机也要做得很大。而且, 由于线圈中含有起挡板作用的可动铁片, 为了防爆, 线圈部分必须用铸模, 这样对挡板进行维修保养就很不方便^[2]。

为此, 该新型的力矩马达采用将可动铁片部分从

收稿日期: 2009-12-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60774031)

作者简介: 高 恒 (1983-), 男, 陕西咸阳人, 主要从事执行器电气定位系统建模方面的研究. E-mail: gaoheng_213@163.com

通信联系人: 尚群立, 男, 教授, 博士, 硕士生导师. E-mail: lee_hz@sina.com

线圈中分离的构造。该新型力矩马达的结构如图 1 所示。

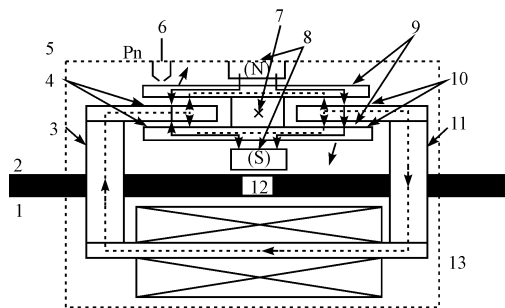


图 1 新型力矩马达原理图

1—容器内部;2—容器外部;3—框柱;4—磁通路;5—磁性单元;6—喷嘴反压力;7—支点弹簧;8—磁体;9—可动铁片;10—磁通路;11—框柱;12—防爆容器壁;13—线圈

该新型的力矩马达将磁性单元和线圈部分用防爆容器壁隔开。磁性单元和线圈部分通过磁轭的框柱部分连接,框柱与防爆容器壁贯通,将线圈产生的磁场传递给磁性单元。在图 1 中,虚线是线圈产生的磁通,实线是磁铁产生的磁通,在磁通路 4 的上气隙和磁通路 10 的下气隙中,线圈产生的磁通和衔铁产生的磁通方向相反,而在磁通路 4 的下气隙和磁通路 10 的上气隙中,线圈产生的磁通和衔铁产生的磁通方向相同,于是在可动铁片上产生顺时针方向的电磁力矩,使可动铁片组件顺时针方向转动。当扭轴反转矩、负载转矩与电磁转矩平衡时,可动铁片停止转动。如果信号电流反向,则电磁转矩也反向。由上述动作原理可知,力矩马达产生的电磁转矩,其大小与电流信号大小成比例,其方向由电流信号的方向决定。

2 力矩马达磁路模型

磁路分析的主要目的是,根据如图 1 所示磁路,推导可动铁片在磁路 4 个气隙处的吸力作用下,所受电磁力矩计算公式,即求出永磁力矩马达的输出力矩与结构参数关系,以便对永磁力矩马达进行结构设计及特性分析。

由电学知识可知^[3],被气隙隔开的两个平行导磁体形成的磁极间电磁吸力为:

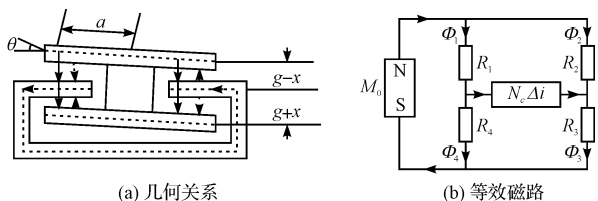
$$F = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 A_g} \quad (1)$$

式中 F —电磁吸力, N; Φ —通过磁极间的磁通, Wb; A_g —气隙处的磁极面积, m^2 ; μ_0 —空气导磁率, $\mu_0 = 1.256 \times 10^{-6} \text{ H/m} = 4\pi \times 10^{-7} \text{ Wb/(A} \cdot \text{m)}$ 。

因为永磁力矩马达气隙中的磁极面积 A_g 为常数,所以由式(1)得知电磁吸力 F 只是通过磁极间的磁通

Φ 的函数。因此,只要根据如图 1 所示磁路,建立磁路方程求出磁通的变化规律,即可得电磁力矩方程。为了便于建立磁路方程,将如图 1 所示磁路简化为等效磁路,如图 2 所示。

为了分析简单,本研究假设磁路中所用导磁材料均可忽略不计,非工作气隙处没有漏磁,对称位置对角线上的气隙磁阻相等。



(a) 几何关系

(b) 等效磁路

图 2 力矩马达磁路

根据磁阻定义,可动铁片在中位时每个气隙的磁阻可表示为^[4]:

$$R_g = \frac{g}{\mu_0 A_g} \quad (2)$$

式中 R_g —零位气隙磁阻, A/Wb ; g —可动铁片在中位时每个气隙长度, m。

当可动铁片偏离中位时,则斜对角线上的气隙磁阻可表示为:

$$R_1 = R_3 = \frac{g-x}{\mu_0 A_g} = \frac{g}{\mu_0 A_g} \left(1 - \frac{x}{g}\right) = R_g \left(1 - \frac{x}{g}\right); \quad (3)$$

$$R_2 = R_4 = \frac{g+x}{\mu_0 A_g} = \frac{g}{\mu_0 A_g} \left(1 + \frac{x}{g}\right) = R_g \left(1 + \frac{x}{g}\right)$$

式中 x —可动铁片端部偏离中位的位移, m; R_1 —气隙①处的磁阻, A/Wb ; R_2 —气隙②处的磁阻, A/Wb ; R_3 —气隙③处的磁阻, A/Wb ; R_4 —气隙④处的磁阻, A/Wb 。

根据图 2 (b) 等效磁路及磁路克希霍夫第二定律^[5],可得磁路方程:

$$M_0 + N_c \Delta i = \Phi_1 R_1 + \Phi_3 R_3 = 2\Phi_1 R_1 \quad (4)$$

$$M_0 - N_c \Delta i = 2\Phi_2 R_2 \quad (5)$$

由式(4)、式(5)可得:

$$\Phi_1 = \frac{M_0 + N_c \Delta i}{2R_1} = \frac{M_0 + N_c \Delta i}{2R_g \left(1 - \frac{x}{g}\right)} = \frac{\Phi_g + \Phi_c}{1 - \frac{x}{g}} \quad (6)$$

$$\Phi_2 = \frac{M_0 - N_c \Delta i}{2R_2} = \frac{M_0 - N_c \Delta i}{2R_g \left(1 + \frac{x}{g}\right)} = \frac{\Phi_g - \Phi_c}{1 + \frac{x}{g}} \quad (7)$$

式中 Φ_1 —通过气隙①、③的磁通, Wb; Φ_2 —通过气隙②、④的磁通, Wb; M_0 —永久磁铁的总磁动势, $\text{A} \cdot \text{匝}$; $N_c \Delta i$ —控制线圈的控制磁动势, $\text{A} \cdot \text{匝}$; N_c —控制线圈的匝数; Δi —两个控制线圈的差动电流, A; Φ_g —可动铁片在中位时,由永久磁铁产生的零位固定

磁通, Wb; Φ_c —相当于可动铁片在中位时, 由控制磁动势产生的控制磁通, Wb。

且:

$$\Phi_g = \frac{M_0}{2R_g} \quad (8)$$

$$\Phi_c = \frac{N_c \Delta i}{2R_g} \quad (9)$$

如果令气隙①、③处的吸力为 F_1 , ②、④处的吸力为 F_2 , 则由式(1)得:

$$F_1 = \frac{\Phi_1^2}{2\mu_0 A_g}; F_2 = \frac{\Phi_2^2}{2\mu_0 A_g}$$

故可动铁片受到的电磁力矩为:

$$T_d = 2a(F_1 - F_2) = \frac{a}{\mu_0 A_g}(\Phi_1^2 - \Phi_2^2) \quad (10)$$

式中 a —磁极面积中心至弹簧管中心的距离, 即电磁力矩的力臂, m。

利用式(6)、式(7)可得:

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \frac{2\left(\Phi_g + \Phi_c \frac{x}{g}\right)}{1 - \left(\frac{x}{g}\right)^2} \quad (11)$$

$$\Phi_1 - \Phi_2 = \frac{2\left(\Phi_c + \Phi_g \frac{x}{g}\right)}{1 - \left(\frac{x}{g}\right)^2} \quad (12)$$

将式(11)与式(12)相乘得:

$$\Phi_1^2 - \Phi_2^2 = \frac{4\Phi_g}{\left[1 - \left(\frac{x}{g}\right)^2\right]^2} \left\{ \left[1 + \left(\frac{x}{g}\right)^2\right] \Phi_c + \Phi_g \left[1 + \left(\frac{\Phi_c}{\Phi_g}\right)^2\right] \frac{x}{g} \right\} \quad (13)$$

由图 2(a) 的几何关系可得:

$$x = a\theta \quad (14)$$

式中 θ —可动铁片转角, 即弹簧管转角, rad。

最后将式(10)、式(13)、式(14)、式(2)和式(9)

联立, 经整理得电磁力矩计算式为:

$$T_d = \frac{2N_c \Phi_g \left(\frac{a}{g}\right) \left[1 + \left(\frac{x}{g}\right)^2\right] \Delta i + 4R_g \Phi_g^2 \left(\frac{a}{g}\right)^2 \left[1 + \left(\frac{\Phi_c}{\Phi_g}\right)^2\right] \theta}{\left[1 - \left(\frac{x}{g}\right)^2\right]^2}$$

或:

$$T_d = \frac{\left[1 + \left(\frac{x}{g}\right)^2\right] K_t \Delta i + \left[1 + \left(\frac{\Phi_c}{\Phi_g}\right)^2\right] K_m \theta}{\left[1 - \left(\frac{x}{g}\right)^2\right]^2} \quad (15)$$

式中 T_d —输入电流在力矩马达可动铁片上产生的总力矩, 即力矩马达的输出力矩, N·m; K_t —力矩马达的

力矩常数, N·m/A; K_m —力矩马达的磁弹簧刚度, N·m/rad。

且:

$$K_t = 2N_c \Phi_g \left(\frac{a}{g}\right) \quad (16)$$

$$K_m = 4\Phi_g^2 R_g \left(\frac{a}{g}\right)^2 \quad (17)$$

由式(15)可知, 力矩马达的输出力矩与输入电流和可动铁片偏转角呈非线性关系, 为使其呈线性关系, 在设计力矩马达时, 应保证 $\frac{x}{g} \ll 1$, $\frac{\Phi_c}{\Phi_g} \ll 1$, 这个条件在笔者所研究的力矩马达上是成立的, 则式(15)可简化为:

$$T_d = K_t \Delta i + K_m \theta \quad (18)$$

式(18)表明, 当力矩马达有电流输入后, 其输出力矩驱动可动铁片转动产生角位移, 而该角位移又会造成输出力矩增大, 使衔铁继续转动, 直到碰上导磁体为止。这表明力矩马达只有可动铁片是不能工作的, 为了使可动铁片有确定的偏转角, 必须有一个弹簧与可动铁片联结在一起。对该新型力矩马达而言, 该弹簧就是可动铁片底部的橡胶圈。在此条件下, 当可动铁片偏转一个角度时, 由弹簧力矩与电磁力矩平衡, 使可动铁片停在某确定的角位移处, 才能完成电-气机械转换任务。

3 力矩马达电路模型

在实验中, 由单端放大器来驱动力矩马达运动, 力矩马达中的两个线圈采用并联连接方式。设每个线圈中的电流为 i , 则输入力矩马达的控制电流为两个并联线圈电流之和 $i_c = 2i = \Delta i$ 。设驱动电路放大器输入端的控制信号电压为 e_g , 驱动电路放大器的输出控制电压为 e_c , 放大器内阻忽略不计, 则力矩马达的输出控制电压为:

$$e_c = \mu e_g = K_u e_g \quad (19)$$

式中 e_c —驱动电路放大器输出给力矩马达的控制电压, V; e_g —驱动电路放大器输入的控制电压, V; μ —驱动电路放大器的放大系数; K_u —驱动电路放大器的电压放大系数, 其值与两个线圈的使用方式有关, 两个控制线圈并联使用时, $K_u = \mu$ 。

对于单个控制线圈, 可得电压平衡方程为:

$$e_c = R_c i + N_c \frac{d\Phi_a}{dt} \quad (20)$$

式中 R_c —每个控制线圈的电阻, Ω ; Φ_a —衔铁磁通, Wb。

由式(19)、式(20)可得力矩马达的基本方程为:

$$\mu e_g = \frac{R_c}{2} i_c + N_c \frac{d\Phi_a}{dt} \quad (21)$$

式(21)表明,放大器的输出电压除了电阻发热外,主要用于建立可动铁片的磁通 Φ_a 。根据图 2(b)可得衔铁磁通为:

$$\Phi_a = \Phi_1 - \Phi_4 = \Phi_1 - \Phi_2 \quad (22)$$

由式(12)可得:

$$\Phi_a = \Phi_1 - \Phi_2 = \frac{2\left(\Phi_c + \Phi_g \frac{x}{g}\right)}{1 - \left(\frac{x}{g}\right)^2} \quad (23)$$

由于在设计力矩马达时,已保证 $\frac{x}{g} \ll 1$,并由式(14)可将上式简化为:

$$\Phi_a = \frac{N_c}{R_g} \Delta i + 2\Phi_g \left(\frac{a}{g}\right) \theta \quad (24)$$

代入式(21)可得力矩马达基本电压方程的最后形式为:

$$\mu e_g = i_c \frac{R_c}{2} + \frac{N_c^2}{R_g} \frac{di_c}{dt} + 2\Phi_g N_c \left(\frac{a}{g}\right) \frac{d\theta}{dt} \quad (25)$$

或:

$$K_u e_g = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + E_\theta \frac{d\theta}{dt} \quad (26)$$

式中 R —力矩马达对控制电流 i_c 的电阻, Ω ; L —力矩马达对控制电流 i_c 的电感, H ; E_θ —力矩马达的反电动势常数, $V \cdot s/\text{rad}$ 。

且:

$$R = \frac{R_c}{2} \quad (27)$$

$$L = \frac{N_c^2}{R_g} \quad (28)$$

$$E_\theta = 2\Phi_g N_c \left(\frac{a}{g}\right) \quad (29)$$

4 力矩马达动态特性

力矩马达动态特性是用来描述驱动电路放大器的输入电压 e_g 与可动铁片转角 θ 之间的动态关系的。为此,需要根据电路动态和可动铁片负载动态建立其电压与转角之动态方程,由此可找出力矩马达的结构参数对其动态特性的影响。动态过程中可动铁片组件的电磁力矩与惯性力矩、阻尼力矩、弹簧力矩及负载力矩相平衡。其一般的运动方程如下^[6-8]:

$$T_d = J_a \frac{d^2\theta}{dt^2} + B_a \frac{d\theta}{dt} + K_a \theta + T_L \quad (30)$$

式中 J_a —可动铁片转动惯量, $\text{Kg} \cdot \text{m}^2$; B_a —可动铁片的粘性阻尼系数, $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$; K_a —弹簧管刚度, $\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad}$; T_L —力矩马达的负载力矩, $\text{N} \cdot \text{m}$ 。

将式(18)、式(29)合并后再进行拉氏变换,则得:

$$K_t \Delta I = J_a S^2 \theta + B_a S \theta + (K_a - K_m) \theta + T_L \quad (31)$$

式(26)和式(31)以及式(16)、式(17)、式(27)、式(28)和式(29)所确定的力矩马达参数一起,就完全描述了力矩马达的动态特性。

由于机械阻尼 B_a 及负载力很小,可以忽略,将式(26)和式(31)合并而得到:

$$\theta = \frac{K_u K_t e_g}{L J_a s^3 + R J_a s^2 + [(K_a - K_m)L + K_t E_\theta] s + (K_a - K_m) R} \quad (32)$$

注意到:

$$K_m L = K_t E_\theta$$

可简化为:

$$\theta = \frac{K_u K_t e_g}{L J_a s^3 + R J_a s^2 + K_a L s + (K_a - K_m) R} \quad (33)$$

5 力矩马达实验与仿真

模型中各参数值如表 1 所示。

表 1 力矩马达参数

参数	数值
空气导磁率 $\mu_0 / (\text{Wb} / (\text{A} \cdot \text{m}))$	1.256×10^{-6}
电磁力矩的力臂 a/m	2.25×10^{-2}
中位气隙长度 g/m	3.3×10^{-4}
气隙磁极面积 A_g/m^2	8.1×10^{-6}
零位气隙磁阻 $R_g / (\text{A}/\text{Wb})$	$3.243\ 7 \times 10^7$
单线圈匝数 $N_c / (\text{匝})$	3 500
力矩马达对控制电流的电阻 R/Ω	500
力矩马达对控制电流的电感 L/H	0.377 65
可动铁片的转动惯量 $J_a / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.358×10^{-6}
放大器的电压放大器系数 K_u	400
力矩马达弹簧管刚度 $K_a / (\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad})$	12.74
力矩马达的磁弹簧刚度 $K_m / (\text{N} \cdot \text{m}/\text{rad})$	1.834 9
力矩马达的力矩常数 $K_t / (\text{N} \cdot \text{m}/\text{A})$	1
力矩马达的反电动势常数 $E_\theta / (\text{V} \cdot \text{s}/\text{rad})$	$1.972\ 1 \times 10^4$

在确定了模型以后,实验室在做执行器系统实验时,采集了一组实验数据,然后在 Matlab 中对所建立的力矩马达模型进行了仿真,仿真图和实验数据对比图如图 3 所示。

从图 3 中可以看出,实验曲线和仿真曲线能够比较好的重合,说明对该新型力矩马达的工作原理、磁路分析以及电路分析是正确的,所得到的力矩马达传递函数也是正确的。

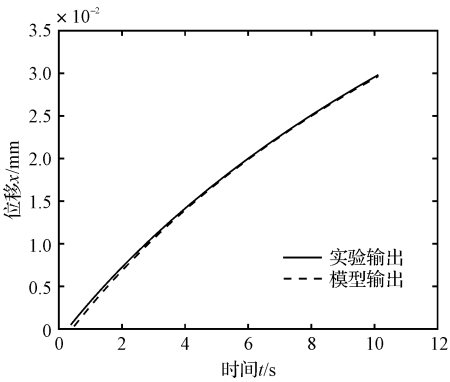


图3 实验结果和仿真结果比较图

6 结束语

本研究通过对一种新型力矩马达的工作原理的分析,建立了该新型力矩马达磁路模型和电路模型,然后建立了该力矩马达的传递函数,最后通过实验和仿真图的对比确定了模型的正确性。该新型力矩马达模型的建立对整个执行器系统的控制研究提供了很大的助益。

(上接第13页)

性以及系统的精度。同时,该控制系统还可以满足高动态响应的要求,而且超调小、转速波动较小,具有良好的动静态性能,对于高速多电机的协调同步控制有比较积极的指导意义。

参考文献 (References) :

[1] 王小明,朱森茂,熊国良. 铁路客车地毯清洗干燥机多电机同步控制的研究[J]. 机电工程技术,2008,37(10):47-49.

[2] 张丹红,刘波. 基于RS-485总线的多电机同步控制系统研究[J]. 计算机技术与发展,2009,19(9):228-231.

[3] 刘爱华,房立金,王洪光,等. 一种FPGA的嵌入式可重构机器人控制系统[J]. 小型微型计算机系统,2009,30(3):573-576.

[4] 周俊峰,寇凯. 基于现场总线的多电机同步控制[J]. 机械与电子,2006(11):38-40.

[5] 高晓丁,左贺,任高阳,等. 基于智能PI控制的多电机同步传动系统[J]. 电气传动,2007,37(11):39-41.

[6] HA J, TOSHIHIRO S, SUL S. Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial

参考文献 (References) :

[1] 王春行. 液压伺服系统[M]. 北京:机械工业出版社,1990.

[2] 长坂文雄,本田善郎,赤野信一. 智能式阀门定位器SVP300Alphaplus的开发[EB/OL]. [日期不详]. <http://www.cqvip.com>.

[3] 陈其瑞. 电磁学[M]. 成都:四川教育出版社,1987:42.

[4] 张莉松,胡佑德,徐立新. 伺服系统原理与设计[M]. 北京:北京理工大学出版社,2006.

[5] 陈渭民. 雷-大气电学[M]. 北京:气象出版社,2006:115.

[6] 宋志安. 基于MATLAB的液压伺服控制系统分析与设计[M]. 北京:国防工业出版社,2007.

[7] WATTON J. Fluid Power Systems-modeling, Analogue and Microcomputer Control[M]. Prentice Hall,1989:986-989.

[8] KONUK H. Fault simulation of inte-rconnect opens in digital circuits[C]//IEEE/ACM International Conference on Computer Aided Design,1997:548-554.

[编辑:张翔]

states[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003,39(3):761-767.

[7] 纪志成,沈艳霞,薛花. 无刷直流电机自适应模糊控制的研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(5):104-109.

[8] 李兵强,林辉. 新型永磁同步电机高精度调速系统[J]. 中国电机工程学报,2009,29(15):61-66.

[9] 马宝萍,徐志皋. 在线自调整比例因子的模糊控制器[J]. 自动化仪表,2002,21(8):20-22.

[10] 李鸿儒,顾树生. 基于神经网络的PMSM速度和位置自适应观测器的设计[J]. 中国电机工程学报,2002,22(12):32-35.

[11] 周媛,杨贵杰. FPGA在增量式光电编码器测角系统中的应用设计[J]. 机床与液压,2007,35(7):182-184.

[12] 吴永芝,余容红,李兴红,等. 光电信号参数的动态提取方法[J]. 电子测量与仪器学报,2009,23(5):69-73.

[13] 华清远见嵌入式培训中心. FPGA应用开发入门与典型实例[M]. 1版. 北京:人民邮电出版社,2008.

[14] 王正林,王胜开,陈国顺,等. Matlab/Simulink与控制系統仿真[M]. 2版. 北京:电子工业出版社,2005.

[编辑:张翔]