

文章编号: 1007-2861(2001)06-0520-07

永磁无刷直流电机调速系统的仿真^{*}

杨 彬, 江建中

(上海大学 机械电子工程与自动化学院, 上海 200072)

摘要: 采用模拟仿真技术, 对一台电动摩托车用的永磁无刷直流电机进行了测试, 以此来验证电机参数的合理性。重点推导出了三相逆变器供电的主电路中点电压方程, 得到了精确的电机模型, 以此来完善整个调速系统。试验是在一个转速、电流双闭环调速系统下进行的。

关键词: 永磁无刷直流电机; 调速系统; 仿真; 中点电压

中图分类号: TM 351 **文献标识码:** A

Simulation of Timing System for Permanent Magnet Brushless DC Motor

YANG Bin, JIANG Jian-zhong

(School of Mechanical and Electronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: A permanent magnet brushless DC motor for electric motorcycle is tested by simulation to verify the rationality of the BLDCM. Emphases have been put on the derivation of the equation of midpoint voltage in main circuit of three-phase inverter. An exact model of the motor is obtained to perfect the timing system. The test is performed on a timing system of close loops of speed and current.

Key words: permanent magnet brushless DC motor; timing system; simulation; midpoint voltage

近年来, 随着环境与能源问题的日益突出, 零污染、高效的电动车成了研究和发展的热点。目前, 广泛应用于电动车上的驱动电机之一是永磁无刷直流电机, 它既有交流电机结构简单、运行可靠、维护方便的特性, 又有直流电机良好的调速特性及无机械式换向器的特点, 而且出力大、功率密度高^[1]。

通过对电动车的动力学分析, 对驱动电机的电磁场计算, 可初步得到一台具有偏心气隙、24槽4极永磁电机的基本参数。为满足电动车的转速与转矩要求, 须对该设计电机进行调速试验。但考虑到经济性、安全性等因素, 在实际系统上进行并不可取。

这时, 就可借助于模拟仿真技术。通过仿真, 可对驱动电机转速、转矩等参数的变化情况有所了解, 同时在仿真程序中可模拟应用一些控制策略, 了解电机的控制性能。本文采用MATLAB5.3/Simulink软件对该驱动系统进行仿真试验。

1 永磁电机的数学模型

BDCM的特征是反电动势为梯形波, 这意味着定子和转子间的互感为非正弦的, 因此将BDCM三相方程变换为dq方程是比较困难的, 因为dq方程适用于气隙磁场为正弦分布的电动机。而直接利用

* 收稿日期: 2001-06-30 作者简介: 杨 彬(1974~), 男, 江西南昌人, 硕士生, 主要从事混合电动摩托车控制系统的研究。

电动机原有的相变量,即 a-b-c 坐标系来建立数字模型却比较方便^[2]。为简化分析,假设:

- (1) 定子绕组为 60 相带整距绕组,星形连接
- (2) 不考虑齿槽效应,电枢各相绕组结构相同,各相绕组之间空间位置对称
- (3) 忽略磁滞、涡流、集肤效应和温度对参数的影响
- (4) 磁路饱和仅在参数计算时给予考虑

1.1 电压方程

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d\Psi}{dt} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\text{其中 } \Psi = \mathbf{L}(\theta) \mathbf{I} = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{BA} & M_{CA} \\ M_{AB} & L_{BB} & M_{CB} \\ M_{AC} & M_{BC} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$\Psi = \mathbf{L}(\theta) \mathbf{I} = \begin{bmatrix} L_{aa} - L_g \cos(2\theta) & M_a - M_g \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) & M_a - M_g \cos\left(2\theta + \frac{5\pi}{3}\right) \\ M_a - M_g \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) & L_{aa} - L_g \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_a - M_g \cos\left(2\theta + \pi\right) \\ M_a - M_g \cos\left(2\theta + \frac{5\pi}{3}\right) & M_a - M_g \cos\left(2\theta + \pi\right) & L_{aa} - L_g \cos\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}. \quad (3)$$

当互感 M_d 与 M_q 相差较小时,可以忽略 M_g 即只考虑绕组自感随转角位置的变化,又由于在星形连接下, $i_A + i_B + i_C = 0$, 则(3)式可简化为

$$\Psi = \mathbf{L}(\theta) \mathbf{I} = \begin{bmatrix} L_{aa} - L_g \cos(2\theta) - M & 0 & 0 \\ 0 & L_{aa} - L_g \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) - M & 0 \\ 0 & 0 & L_{aa} - L_g \cos\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right) - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}. \quad (4)$$

1.2 中点电压方程

中点电压的产生:

图 1 为三相逆变器供电的主电路。理想情况下,当 A 相不通电时, $U_N = U_G$ 。但在实际系统的换向时,电机绕组中的电流变化跟不上功率开关的变化,产生一定的滞后,这样在不通电的绕组中仍然残余一部分电压,使得 $U_N \neq U_G$, 因此产生中点电压 U_{NG} , 其算式的导出如下。

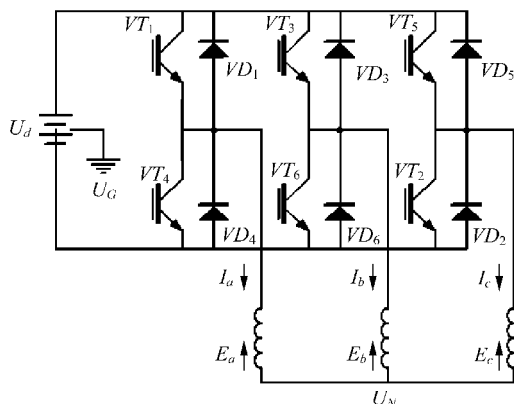


图 1 三相逆变器

Fig 1 3-phase inverter

$$\begin{aligned}
 U_a &= U_A + U_{NG} = R i_A + \frac{d(L_{AA} i_A + M_{BA} i_B + M_{CA} i_C)}{dt} + e_A + U_{NG}, \\
 U_b &= U_B + U_{NG} = R i_B + \frac{d(L_{BB} i_B + M_{AB} i_A + M_{CB} i_C)}{dt} + e_B + U_{NG}, \\
 U_c &= U_C + U_{NG} = R i_C + \frac{d(L_{CC} i_C + M_{AC} i_B + M_{BC} i_C)}{dt} + e_C + U_{NG}.
 \end{aligned}$$

以上三式相加, 并利用到条件 $i_A + i_B + i_C = 0$, 得:

$$\begin{aligned}
 U_a + U_b + U_c &= 3U_{NG} + (e_A + e_B + e_C) + \\
 &\quad \frac{d[(L_{AA} + M_{AB} + M_{AC}) i_A + (L_{BB} + M_{BA} + M_{BC}) i_B + (L_{CC} + M_{CA} + M_{CB}) i_C]}{dt}, \quad (5)
 \end{aligned}$$

上式右端最后一项可以分解成如下三式:

$$\begin{aligned}
 (L_{AA} + M_{AB} + M_{AC}) i_A &= \left[L_{aa} - L_g \cos(2\theta) + M_a - M_g \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) + M_a - M_g \left(2\theta + \frac{5}{3}\pi\right) \right] i_A, \\
 (L_{BB} + M_{BA} + M_{BC}) i_B &= \left[L_{aa} - L_g \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + M_a - M_g \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) + M_a - M_g \left(2\theta + \pi\right) \right] i_B, \\
 (L_{CC} + M_{CA} + M_{CB}) i_C &= \left[L_{cc} - L_g \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + M_a - M_g \cos(2\theta + \pi) + M_a - M_g \left(2\theta + \frac{5}{3}\pi\right) \right] i_C.
 \end{aligned}$$

三式相加得:

$$\begin{aligned}
 &- L_g \left[i_A \cos 2\theta + i_B \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_C \cos\left(2\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \right] - \\
 &M_g \left[i_A \left[\cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) + \cos\left(2\theta + \frac{5}{3}\pi\right) \right] + i_B \left[\cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) + \cos(2\theta + \pi) \right] + \right. \\
 &\quad \left. i_C \left[\cos(2\theta + \pi) + \cos\left(2\theta + \frac{5}{3}\pi\right) \right] \right] \\
 &= - (L_g + M_g) \left[i_A \cos(2\theta) + i_B \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_C \cos\left(2\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \right],
 \end{aligned}$$

代入(5)得:

$$\begin{aligned}
 U_{NG} &= \frac{1}{3} \left\{ (U_A + U_B + U_C) - (e_A + e_B + e_C) + \right. \\
 &\quad \left. (L_g + M_g) \left[i_A \cos(2\theta) + i_B \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_C \cos\left(2\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \right] \right\}. \quad (6)
 \end{aligned}$$

忽略 M_g , 可得

$$\begin{aligned}
 U_{NG} &= \frac{1}{3} \left\{ (U_A + U_B + U_C) - (e_A + e_B + e_C) + \right. \\
 &\quad \left. L_g \left[i_A \cos(2\theta) + i_B \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_C \cos\left(2\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \right] \right\}. \quad (7)
 \end{aligned}$$

1.3 转矩方程

$$\begin{aligned}
 T_e &= \frac{I^T \left(U - R I - L \frac{dI}{dt} \right)}{\omega} = \frac{I^T \left(U - R I - \frac{d\Psi}{dt} + I \frac{dL}{dt} \right)}{\omega} = \frac{I^T \left(E + I \frac{dL}{dt} \right)}{\omega} \\
 &= [i_A \ i_B \ i_C] \left\{ 2pL_g \begin{bmatrix} \sin(2\theta) & 0 & 0 \\ 0 & \sin\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ 0 & 0 & \sin\left(2\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \right\} / \omega, \quad (8)
 \end{aligned}$$

式中, p 为极对数

1.4 状态方程

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{acm} - L_g \cos(2\theta))^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & (L_{acm} - L_g \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}))^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & (L_{acm} - L_g \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}))^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_A - U_{NG} \\ U_B - U_{NG} \\ U_C - U_{NG} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - 2p\omega L_g \begin{bmatrix} \sin(2\theta) & 0 & 0 \\ 0 & \sin(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ 0 & 0 & \sin(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix}, \quad (9)$$

式中, $L_{acm} = L_{aa} - M$.

1.5 机械平衡方程

$$T_e - T_l - J \frac{d\omega}{dt} - B\omega = 0 \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_l - B\omega), \quad (10)$$

其中, B 为阻力系数

2 调速系统仿真

2 1 永磁无刷直流电机基本驱动模式分析

根据BDCM 的运行模式,可以分为恒转矩运行和恒功率运行,仿真的目标就是实现在电机低速范围内提供恒转矩控制,而在高速时利用相角提前方法实现恒功率控制 为此,提出5个工作点进行试验,见图2

2.2 控制系统结构框图

如图 3 所示

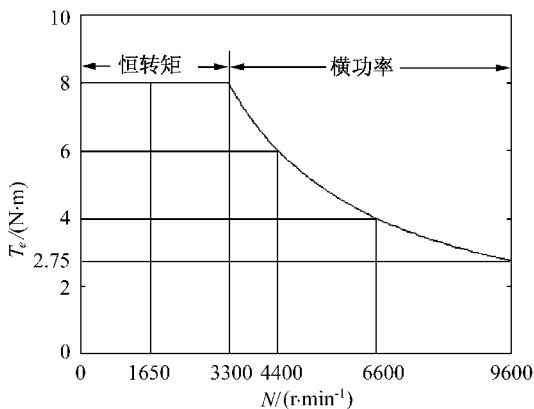


图 2 恒转矩-恒功率曲线

Fig. 2 Curve of constant torque-constant power

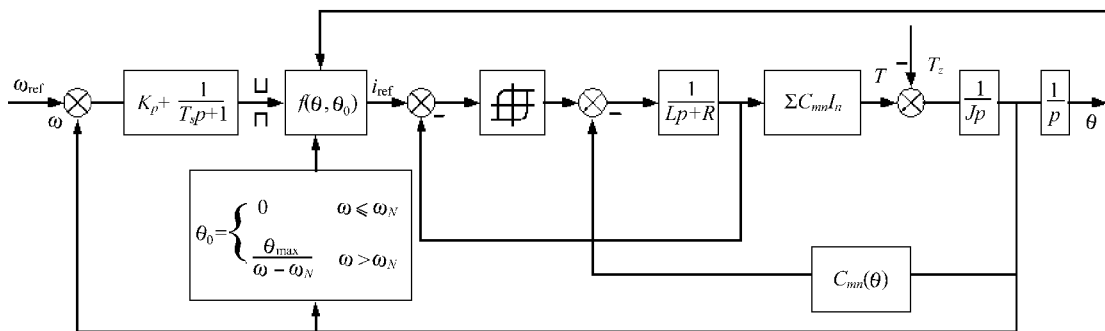


图 3 控制系统结构框图

Fig. 3 Control system frame

外环(速度环) 采用PI调节。在稳态运行时,使转速 n 跟随给定电压变化,实现转速的无静差;对负载变化起抗扰作用;PI调节器一旦饱和,起着饱和和非线性的控制作用,对电流环进行恒流调节;

其输出限幅值决定允许的最大电流^[3]。

内环(电流环) 采用滞环调节, 滞环调节器工作原理简单, 响应速度快, 对电压波动起及时抗扰作用^[4]; 起动时, 可限制起动电流, 保证在允许最大

电流下起动,实现最佳起动过程;在转速调节过程中(当负载变化时),使电流跟随给定电压变化^[3]。

位置检测单元 $f(\theta, \theta)$,为了模拟逆变器产生的三相120°导通方波电流,需要通过一个位置检测单元来实现正确的换向,同时该单元还将实现移

角功能

2.3 MATLAB 环境中的仿真实现

该控制系统用MATLAB的SIMULINK进行仿真,其仿真图如4~6

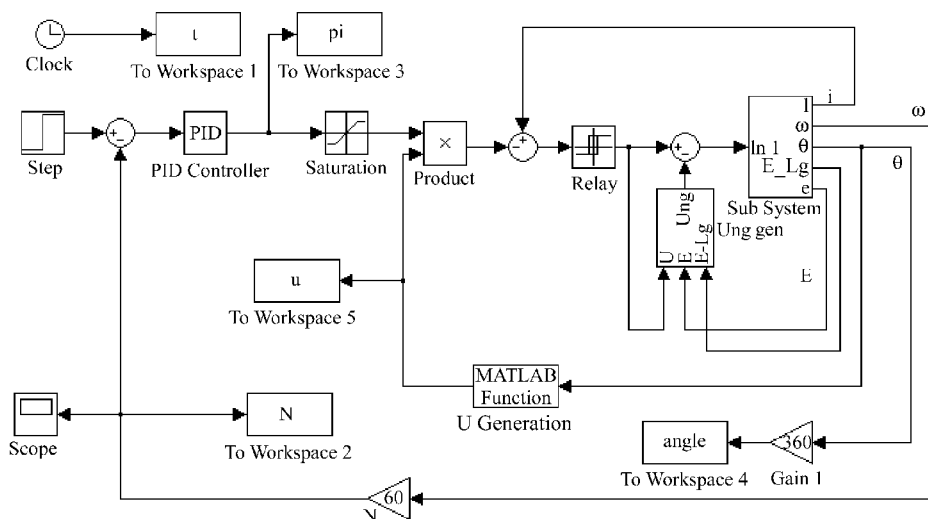


图4 转速-电流双闭环控制仿真图

Fig. 4 Model of speed and current closed loop control

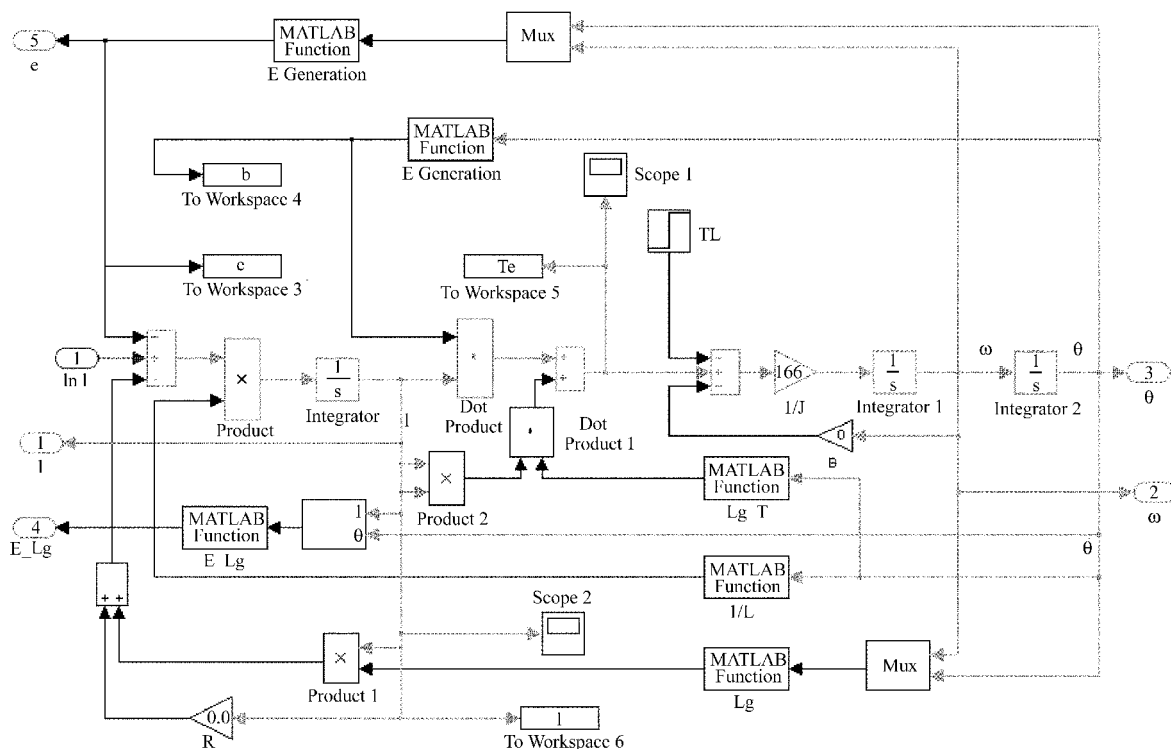


图5 无刷直流电机子系统仿真图(Subsystem Motor)

Fig. 5 Model of brushless DC motor subsystem

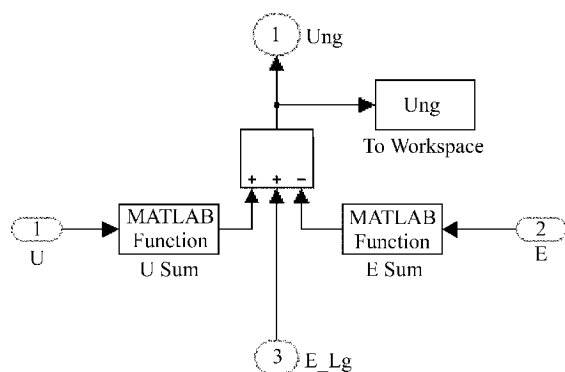


图6 中点电压输出

Fig. 6 Output of midpoint voltage

图4中, U Generation 为位置检测单元, 产生一个三相矢量, 将 PI 调节器输出的电流给定转换为三相方波电流

图5中, E Generation 为根据输入的位置信号产生三相反电势, B Generation 为转矩方程(8)中的第二项 $E/\omega L_{g_T}$ 为转矩方程(8)中的第一项的电感系数值 $2pL_{g_T}$ (Θ , $1/L$ 即状态方程(9)中的电感逆矩阵系数, L_{g_T} 为状态方程(9)中的第三项转速与电感系数值 $2p\omega L_{g_T}$ (Θ , $E_L_{g_T}$ 为中点电压方程(7)的第三项 $L_{g_T} \cdot I(M_{g_T}$ 忽略)。

2.4 速度与电流双闭环系统仿真

(1) 电机参数

额定电压: 48 V, 相电阻 R : 0.00756 Ω , d 轴电

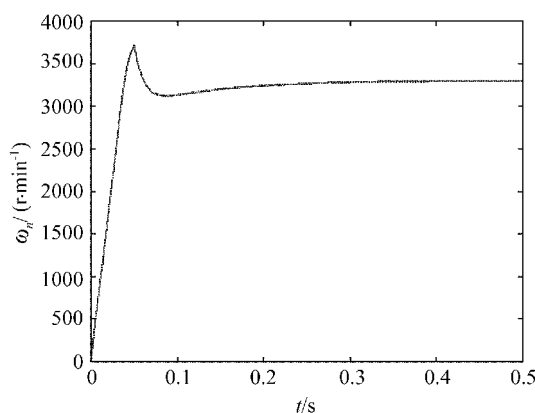


图7 转速波形

Fig. 7 Curve of speed

通过 PI 的调试, 得到一组 PI 值, $P=0.2$, $I=2$ 接下来可以对其他四个工作点进行调试, 在满足相应的转速与转矩要求下, 得到各组 PI 参数。在调试时, 可以适当超调一些, 使系统尽快稳定下来, 但

感 L_d : $3.77 \times 10^{-5} H$, q 轴电感 L_q : $8.61 \times 10^{-5} H$, 互感 M_d : $1.574 \times 10^{-5} H$, M_q : $1.574 \times 10^{-5} H$, 额定转速 3300 r/min, 额定转矩 8 N·m, 额定电流 160 A, 阻力矩系数 $B=0$ (即不考虑阻力矩), 合成转动惯量 $J=1/166 kg \cdot m^2$ 。

(2) 仿真条件

(a) 算法: $Runge_Kutta\ ode4$, 固定步长 0.00005 s (本来该系统应该采用变步长, 因为随着转速的升高, 换向开关越来越频繁, 适当就应该减小步长, 但变步长的计算量太大, 系统反应太慢, 故还是采用固定步长), 仿真时间一般 0~0.5 s。

(b) 速度给定 ω_k : 根据不同的工作点给定

(c) 负载给定: 采取两种负载加载方式: (1) 突加负载, 在转速接近给定值处加上; (2) 带负载启动, 负载随着转速的升高而增加, $T_L \sim (\omega/\omega_k)^2$ 。

(d) 饱和环节 $Saturation$: 电流限幅 170 A。

(e) 滞环调节器 $Relay$: 滞环宽度-0.1~0.1 V, 开通与关闭输出-24~24 V。

3 仿真结果

根据上述条件对 5 个工作点分别进行仿真试验, 同时调节 PI 参数来使电机的转速稳步达到无静差, 同时观察转矩、电流、反电势等的波形。这里只给出额定点 $\omega_k=3300$ r/min, $T_L=8$ N·m 于 0.05 s 时突加负载, 实验结果如图 7~10。

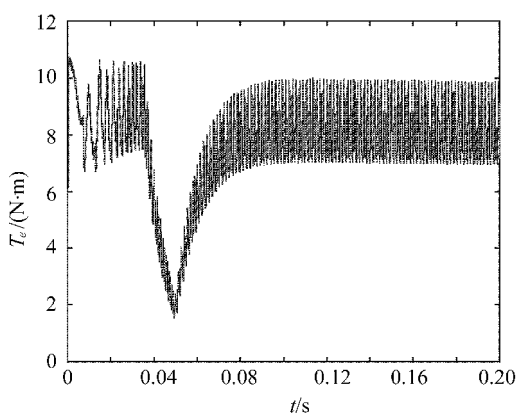


图8 转矩波形

Fig. 8 Curve of Torque

不要太大, 以免系统无法达到工作特性要求。不同 PI 值下的转速如图 11 所示。

从波形看, 转速很平稳, 电流基本是 120 方波, 反电势是梯形波, 电磁转矩大致维持在 8 N·m, 但

波动较大 在许多的书籍及文章中都分析了永磁无刷直流电机转矩脉动的原因,有齿槽效应和磁通畸变引起的转矩脉动:由于定子齿槽的存在,定子铁芯磁阻的变化产生的磁阻转矩(即齿槽转矩)是交变的,与转子位置有关,因此是电机结构和永磁磁场的函数 谐波引起的转矩脉动:在实际电机中,定子

绕组中的电流不完全是矩形波,因为电机电感限制了电流的变化,这就造成反电动势与理想波形的偏差,产生转矩脉动 同时,非理想的磁链波形也对转矩脉动产生影响 相电流换向引起的转矩脉动:这是引起转矩脉动的主要原因^[2].

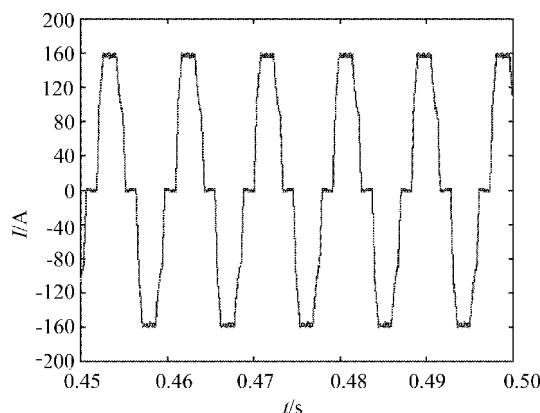


图9 相电流波形

Fig. 9 Curve of phase current

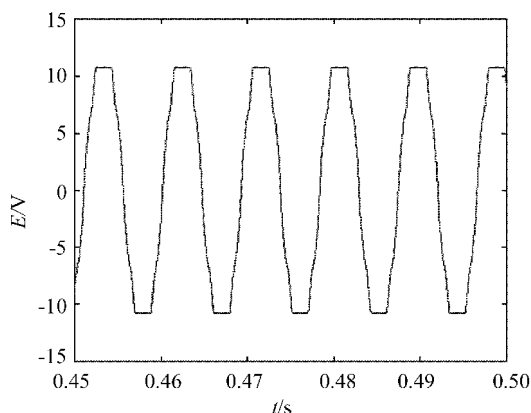


图10 反电势波形

Fig. 10 Curve of electromotive force

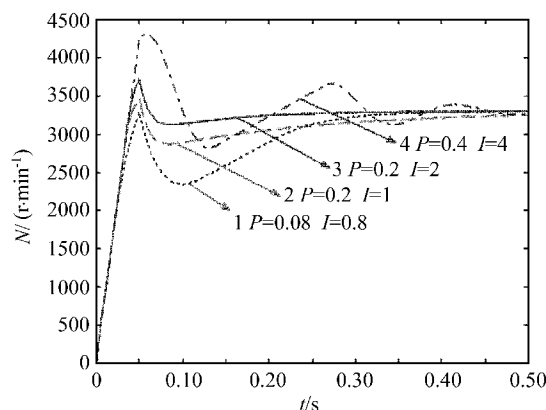


图11 不同PI值下的转速

Fig. 11 Speed on different PI

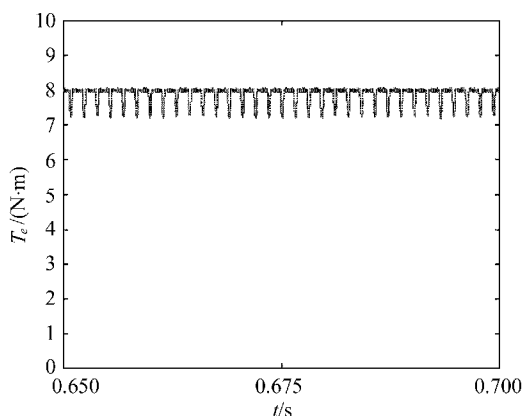


图12 稳态转矩 8 N·m

Fig. 12 Steady torque 8 N·m

针对转矩脉动这个问题,我们提出了一个新的方法:转矩直接反馈,外环为转矩环,采用PI调节器,内环为电流环,采用PWM控制,实际测试效果大大减小了转矩脉动,如图12所示

4 结 论

(1) 从仿真试验的结果来看,该电机能够满足车辆的运行要求,即最大转矩达到 $8 \text{ N} \cdot \text{m}$,最高转速达到 9000 r/min ,且通过控制策略能实现恒转矩段与恒功率段运行 电机参数设计合理

(2) 考虑中点电压比较符合实际电机系统的特性,比起原来大多数采用简化的电机模型进行调速试验,它能减小中点电压对系统带来的误差影响,试验结果更精确

(3) 用MATLAB/Simulink软件对电机系统进行模拟仿真是一种很好的研究方法,既经济又方便,能大大缩短科研开发的进度,提高开发效率 同时,在试验中可以尝试不同的控制策略,进行优化设计

(下转第531页)

参数进行回归分析和反演求解

3 结 论

利用遗传算法所得的拟合曲线对生产实际的指导具有较高的可靠性,对水冷金属型离心铸造球墨铸铁管具有较经典铸管理论有更为具体的指导意义。本题的解题方法对其他类型的离心机生产工艺参数建模分析亦具有借鉴意义。利用遗传算法解决曲线拟合类问题具有通用性、编程简单、便于计算机实现^[7]。对于多参数曲线拟合问题,编程难度并不增加,仅增加染色体中的基因数。近年来遗传算法在工程类问题中的成功应用表明了其解决问题的极强的优越性和适用性,对遗传算法理论及其应用的进一步研究对解决实际问题会产生更深广的影响。

参考文献:

- [1] 刘庆星. 离心铸管 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1994: 24.
- [2] 《特种铸造手册》编写组. 特种铸造手册 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1978: 348-355.
- [3] 王振宇. 球墨铸铁管 [M]. 北京: 冶金工业出版社, 1990: 215.
- [4] Holland J H. Adaptation in nature and artificial systems [M]. MIT Press, MA, 1992: 3.
- [5] Goldberg D E. Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning [M]. Addison Wesley. Reading, MA, 1989: 5-27.
- [6] 周建新, 刘玉桐, 于启勋. 用遗传基因算法实现切削实验数据拟合 [J]. 西南石油学院学报, 1998, (3): 34-37.
- [7] 殷 铭, 张兴华, 戴先中. 基于MATLAB 的遗传算法实现 [J]. 电子技术应用, 2000, (1): 9-11.

(上接第 526 页)

参考文献:

- [1] 王 勇, 江建中, 谭 徽. 电动车发展概况及展望 [J]. 自然杂志, 1997, 19: 71-76.
- [2] 郝晓弘, 等. 永磁无刷直流方波电机控制特性及其伺服

系统控制策略 [J]. 电气传动自动化, 1999, 21(3): 25-29.

- [3] 倪忠远, 等主编. 直流调速系统 [M]. 北京: 北京机械工业出版社, 1996: 47.
- [4] 高 妙, 等. 电动车永磁无刷直流电机驱动系统研究 [J]. 电机技术, 1998: 43.