

# 永磁无刷电机交流伺服系统

李敏远 万伯任

西安理工大学自动化与信息工程学院, 西安 710048

**摘要** 研究了方波电流驱动的永磁无刷电机交流伺服系统。系统采用电流、速度和位置三闭环结构, 并由 8098 单片机实现位置闭环控制。文中分析了系统的工作原理, 设计了硬件电路和双模控制算法。最后给出系统实验结果。

**关键词** 永磁无刷电机 交流伺服系统 双模控制 单片机控制

**中图法分类号** TM921

## An AC Servo System of Permanent Magnetic Brushless Motor

Li Minyuan Wan Boren

Xi'an University of Technology, Xi'an 710048

**Abstract** This paper deals with an AC servo system with permanent magnetic brushless motor driven by square wave current. The system has adopted three-closed-loop construction of current, speed and position. The position closed-loop controller is achieved from 8098 single-chip microcomputer. Also, this paper analyses the system working principle, the design of hardware circuits and the double-mode control algorithm, with the experimental results given eventually.

**Keywords** permanent magnetic brushless motor AC servo system double mode control single-chip microcomputer control

永磁无刷电机具有惯量小、体积小、调速性能好、可靠性高和可在恶劣环境下工作等一系列特点, 使由无刷电机驱动的交流伺服系统呈现出广阔的应用前景, 成为目前拖动系统工作者研究的热门课题之一。<sup>[1]</sup>

由于微处理机、电力电子、检测和控制技术的不断提高, 为永磁无刷电机交流伺服系统的应用研究提供了有利的条件。本文研究了方波电流驱动的永磁无刷电机交流伺服系统, 分析了系统结构、电路实现和系统动态设计等方面的问题, 并给出了实验结果。

## 1 系统结构及电路实现

方波永磁无刷电机的等效电路如图 1-a<sup>[2]</sup>。图中,  $L$  为电枢自感;  $M$  为电枢互感;  $R$  为电枢电阻;  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  为相电流;  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  为相反电势;  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  为相电压。图 1-b 为电机控制特性, 可等效为有刷直流电动机的动态结构, 图中  $u_d$  是相电压平均值。永磁无刷电机交流伺服系统结构框图如图 2 所示。整个系统包括主电路和控制回路两部分, 由主电路板、电源板、驱

动保护控制板、控制系统板和操作显示面板等组成。

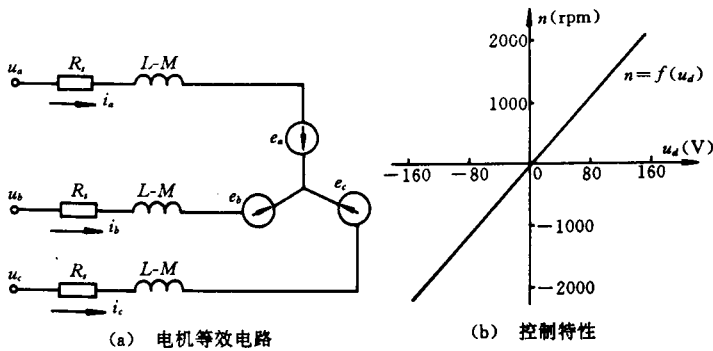


图 1

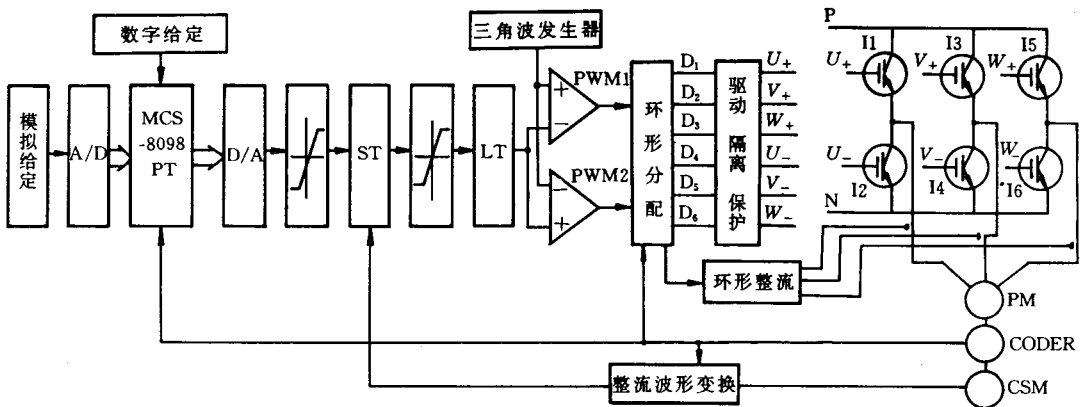


图 2 系统结构框图

主电路部分包括整流变压器、整流器、滤波电容，泵升吸收电路、功率 IGBT 模块构成的 PWM 三相桥式逆变器、驱动及保护电路、PWM 波形生成及脉冲分配电路等环节<sup>[3]</sup>。

控制回路是电流、速度和位置三环结构。电流和速度调节器采用模拟控制，以提高实时性和减轻微机运算负担。位置调节器采用数字控制，由 8098 单片机作为核心控制器件，实现灵活多变的位置控制算法，构成一个数字与模拟混合控制系统。系统还设置了较完善的保护措施，并配有保护环节自检电路。

### 1.1 单片机系统

单片机控制系统原理图如图 3 所示。伺服系统设置有两种形式的位置给定，一是通过单片机和上位 PC 机串行通讯方式，接收 PC 机发出的数字位置给定；二是把模拟位置给定的电压信号经 12 位 A/D 转换器变成相应的数字量。位置环采样周期为 2ms，单片机内分别设置有位置指令、位置检测和位置偏差寄存器。系统采用增量式光电码盘检测位置，码盘每转输出 2500 个脉冲，经滤波和整形电路送单片机高速输入端，并分别对脉冲的上跳沿和下跳沿计数，以倍频计数检测输出位置。计数器每隔 2ms 累加一次，累加值送位置检测寄存器，系统

位置检测分辨率为  $360^\circ/5000 = 0.072^\circ$ 。为区分电机正反转和在采样周期内发生电机转速反向, 设计了由异或门和触发器构成的转向判别电路。其输入为码盘的两路正交方波信号 A 和 B, 输出送至单片机高速输入端。电机正转时 A 超前于 B, 电路输出低电平; 反转时 B 超前于 A, 输出高电平。单片机根据高低电平判别转向, 当转向发生变化时, 通过沿跳中断方式, 处理计数器的位置数值。

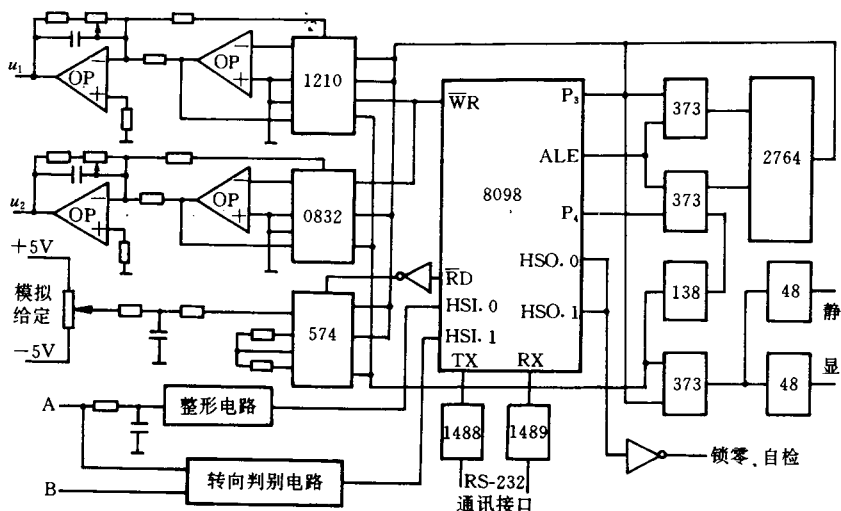


图3 单片机控制系统原理图

单片机根据高低电平判别转向, 当转向发生变化时, 通过沿跳中断方式, 处理计数器的位置数值。

位置调节器输出的控制量, 经过 10 位 D/A 转换器转换成模拟量, 放大滤波后作为速度环给定。一阶和二阶前馈补偿值, 由 8 位 D/A 转换器转换成模拟量, 迭加在速度环给定上作为补偿控制。此外, 还设计了位置给定和位置误差数显电路、电流和速度调节器锁零控制电路以及保护环节自检控制电路。

### 1.2 电流检测

用设置在逆变器交流侧的三个磁平衡式霍尔电流传感器检测电机三相绕组电流。霍尔元件输出与主电路相电流成比例的电流信号, 在精密电阻上取样, 并经放大滤波后送至三选一模拟开关, 由转子位置传感器的输出信号控制模拟开关进行环形整流, 变换成与电机相电流成正比的直流电压信号, 送至电流调节器反馈信号输入端。

### 1.3 速度检测

速度传感器选用三相交流测速发电机, 与电机同轴联接。测速机输出的三相电压为相位互差  $120^\circ$ 、平顶宽为  $120^\circ$  的梯形波信号, 通过转子位置传感器的输出信号控制环形整流器, 取出三相电压的平顶部分, 经滤波放大后反馈到速度调节器输入端。

## 2 系统动态设计

在位置伺服系统三闭环结构中, 电流环的作用是限制电机最大电流, 加快系统动态响应速度, 减小内环扰动引起的速度波动, 在起动或制动时, 能够保持在允许的最大电流下恒流起动或制动。增加速度环是为了克服负载转矩变化引起的扰动, 扩大调速范围, 以保证系统的低速跟随性能和定位的准确性。电流环和速度环采用工程最佳设计方法<sup>[4]</sup>, 并把电流环设计成典 I 型系统, 速度环设计成典 II 型系统。所以, 电流和速度调节器均采用 PI 控制器。

位置环采用双模控制方法, 以提高系统的快速性和准确性, 并在线性区加入前馈补偿控

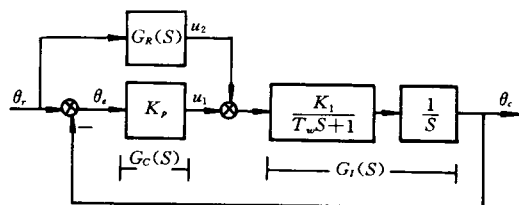


图4 动态结构图

度保持在以电机最大允许电流所限制的最大加速度  $\epsilon_m$  情况下。理论分析的结果是, 在定位控制过程中, 角速度  $\Omega(t)$  与角位置误差  $\theta_e(t)$  之间关系为:

$$\Omega(t) = \sqrt{2\epsilon_m \theta_e(t)} \quad (1)$$

显然, 当位置误差很小时, 位置调节器的放大倍数很大, 有可能造成系统超调很大; 而且在小误差范围内加速度不再是恒定值, 速度环的输入和输出之间存在惯性, 上述运动规律无法实现<sup>[5]</sup>。本系统用两级折线代替抛物线减速规律, 如图 5-a 所示。双模控制算法如图 5-b 所示。图中, III 区是砰砰控制区, 在  $\theta_e > \theta_{e2}$  大偏差情况下, 位置调节器输出最大值  $V_2$ , 使系统以最高速度向消除误差的方向移动; II 区是等加速度缓冲区, 当  $\theta_{e1} < \theta_e < \theta_{e2}$  时进入 II 区, 在该区内以等角加速度  $\epsilon_m$  减速, 以克服系统由非线性区直接进入线性区可能产生的振荡; I 区是线性区, 当  $\theta_e < \theta_{e1}$  时进入线性区, 在该区内实现准确定位或跟踪。为提高系统对速度和加速度给定信号的跟踪精度, 在线性区内采用了复合控制。

## 2.1 前馈控制器

采用离散相拟法设计前馈补偿控制器。由图 4 得系统对参考输入的误差传递函数为

$$G_E(S) = \frac{\theta_e(S)}{\theta_r(S)} = \frac{1 - G_R(S) \cdot G_1(S)}{1 + G_c(S) \cdot G_1(S)} \quad (2)$$

全补偿条件为

$$G_R(S) = \frac{U_2(S)}{\theta_r(S)} = \frac{1}{K_1} S + \frac{T_w}{K_1} S^2 \quad (3)$$

式中, 引入了一阶微分前馈信号补偿速度跟踪误差及二阶微分前馈信号补偿加速度跟踪误差。应用双线性变换离散化方法, 得前馈控制器脉冲传递函数为

$$G_R(Z) = \frac{(1 - Z^{-1})[2T + 4T_w + (2T - 4T_w)Z^{-1}]}{K_1 T^2 (1 + Z^{-1})^2} \quad (4)$$

代入系统参数  $K_1=155$ ,  $T_w=0.0115$ ,  $T=0.002$ , 得前馈补偿控制算法为

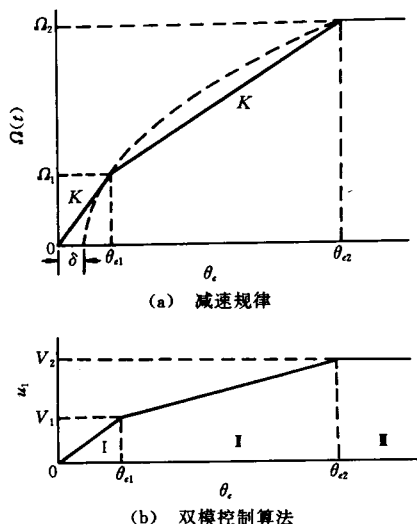


图5

$$u_2(k) = 80.65\theta_r(k) - 148.39\theta_r(k-1) + 67.74\theta_r(k-2) - 2u_2(k-1) - u_2(k-2) \quad (5)$$

实际是做不到全补偿, 系统调试时还需对式(5)参数作适当调整。

## 2.2 比例系数和切换点计算

位置调节器采用图 5-b 所示的变系数比例控制器, 比例系数和切换点按以下方法计算。

### 2.2.1 I 区比例系数

I 区是线性区, 比例系数按位置系统阶跃响应无超调条件确定, 以保证系统的动态性能和定位精度。系统的开环脉冲传递函数为

$$G(Z) = \frac{K[(T_w e^{-T/T_w} - T_w + T)Z + T_w - (T_w + T)e^{-T/T_w}]}{Z^2 - (1 + e^{-T/T_w})Z + e^{-T/T_w}} \quad (6)$$

式中  $K = K_p \cdot K_1$ 。代入参数得闭环系统特征方程:

$$Z^2 + (1.64 \times 10^{-4}K - 1.84)Z + 1.55 \times 10^{-4}K + 0.84 = 0 \quad (7)$$

应用修正劳斯判据法, 得系统阶跃响应无超调时  $K$  取值范围  $0 < K \leq 24.51$ 。取其上限, 可得比例系数  $K_p = K/K_1 = 0.16$ 。

### 2.2.2 I—II 区切换点坐标

求抛物线减速规律上对应斜率为  $K=24.51$  的点。由

$$d\Omega(t)/d\bar{\theta}_e(t) = \sqrt{\epsilon_m/2\bar{\theta}_e} \quad (\bar{\theta}_e = \theta_e - \delta)$$

$$\text{可得} \quad \bar{\theta}_{e1} = \frac{\epsilon_m}{2K_1^2} \quad \Omega_1 = \sqrt{2\epsilon_m\bar{\theta}_{e1}} \quad (8)$$

本系统  $\Omega_m = 2000 \times 360^\circ/60 = 12000^\circ/\text{s}$ ,  $\epsilon_m = \Omega_m/0.2 = 60000^\circ/\text{s}^2$ , 代入式(8)有  $\bar{\theta}_{e1} = 50^\circ$ ,  $\Omega_1 = 2449.5^\circ/\text{s}$ 。作斜线  $\Omega(t) = 24.51\theta_e$  代替原抛物线, 可求得  $\theta_{e1} = \Omega_1/24.51 = 100^\circ$ 。所以, I—II 区切换点坐标为  $\theta_{e1} = 100^\circ$ ,  $\Omega_1(t) = 2449.5^\circ/\text{s}$ 。

### 2.2.3 II—III 区切换点坐标

令  $\Omega_2(t) = \Omega_m$ , 则有

$$\Omega_2 = \sqrt{2\epsilon_m\bar{\theta}_{e2}} = \Omega_m = 12000^\circ/\text{s} \quad (9)$$

成立, 所以  $\bar{\theta}_{e2} = 1200^\circ$ 。切换点坐标  $\theta_{e2} = \bar{\theta}_{e2} + (\theta_{e1} - \bar{\theta}_{e1}) = 1250^\circ$ ,  $\Omega_2 = 12000^\circ/\text{s}$ 。

### 2.2.4 III 区比例系数

III 区折线斜率为

$$K = \frac{\Omega_2 - \Omega_1}{\theta_{e2} - \theta_{e1}} = 8.3 \quad (10)$$

所以, 比例系数为  $K_p = K/K_1 = 0.054$ 。

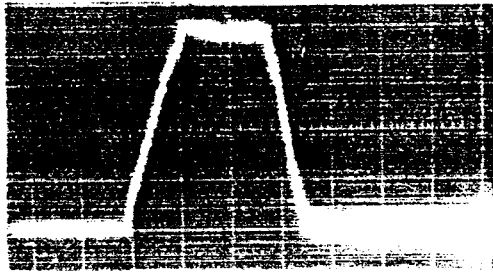
## 2.3 位置控制算法

根据上述分析, 可得图 5-b 所示位置控制算法如下:

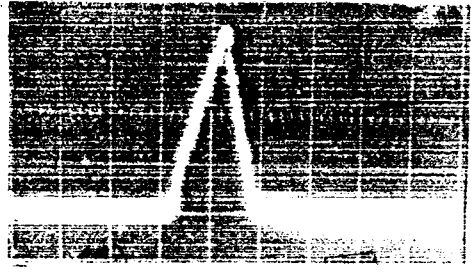
$$\begin{aligned} u_1 &= V_2 & (\theta_e > 1250^\circ) \\ u_1 &= 0.054(\theta_e - 100^\circ) + V_1 & (100^\circ < \theta_e \leq 1250^\circ) \\ u_1 &= 0.16\theta_e & (\theta_e \leq 100^\circ) \end{aligned}$$

### 3 实验结果

本系统实验用的永磁无刷电动机型号为 115ST-CMG02。其额定参数如下: 电流为 3.5~5.7A, 功率为 400~600W, 转速为 2000rpm, 转矩为 2.2~3.6 N·m, 转动惯量为  $6.2 \times 10^{-4}$  kg·m<sup>2</sup>, 相绕组电阻为 0.8Ω, 相绕组等效电感为 3.5mH。

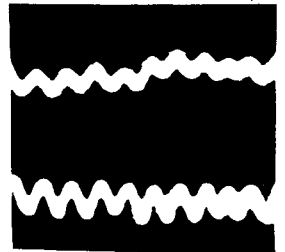


(a) 大位置给定速度响应



(b) 小位置给定速度响应

实测波形如图 6, 其中图 6-a 为大位置阶跃给定时的速度响应波形; 图 6-b 为小位置阶跃给定时的速度响应波形; 图 6-c 中的上为正弦位置给定波形, 下为位置输出波形。大位置给定时速度以最大加速度上升至额定转速, 然后以最大速度均速运行, 临近定位点时以最大减速度下降至零。小位置给定时速度未上升到最大速度即开始以最大减速度下降至零。从操作面板上显示的定位误差为 ±1 个脉冲。正弦位置跟踪是在系统模拟给定端加低频正弦信号, 电机经减速器后带动一个电位器, 由此取出位置输出信号。由于条件所限, 位置输出信号的幅值不整齐, 但从相位上可以看出正弦位置跟踪效果。



(c) 正弦位置跟踪

图 6 实验波形

### 4 结 语

实验结果表明, 本系统是可行的。永磁无刷电机交流伺服系统采用模拟内环和数字外环的数模混合式结构, 既可保证电流、速度环的快速性, 又能实现灵活多变的位置控制算法, 具有较强的实用性。采用双模控制和前馈补偿控制相结合的位置控制算法, 对位置伺服系统的动、静态特性十分有利。本文已研制出一套实验样机, 为今后的工作奠定了基础。在进一步提高系统加速度跟踪和低速(2rpm 以下)性能方面, 还要做进一步的研究工作, 如采用 IG-BT 逆变器的重迭换相法和智能化位置控制算法等。

研究生黄辉先、邵明刚和郑群同学在系统研制过程中, 做了大量的实验工作,

### 参 考 文 献

- 1 谭建成. 永磁交流伺服技术及其进展. 微电机, 1990(3)
- 2 孙泽昌等. 具有梯形波反电势的永磁无刷电机及其速度控制. 电气自动化, 1994(1)
- 3 李敏远等. 永磁交流伺服系统主电路研究. 电工技术杂志, 1995(2)
- 4 陈伯时. 自动控制系统. 北京: 机械工业出版社, 1981
- 5 周宇. 定位自动调节系统的位置调节器综述. 电气传动, 1994(1)