

文章编号: 2095-2163(2020)02-0066-06

中图分类号: TM383.6

文献标志码: A

ICRH 阻抗匹配系统步进电机模糊控制研究

敬丹¹, 阳璞琼^{1,2}, 侯文琦¹, 张锦涛¹, 刘波¹

(1 南华大学 电气工程学院, 湖南 衡阳 421001; 2 磁约束核聚变研究重点实验室(南华大学), 湖南 衡阳 421001)

摘要: 离子回旋共振加热(ICRH)是聚变装置中常用的加热手段,设备中的阻抗匹配是提高加热效率的关键。H1仿星器的ICRH设备中阻抗匹配通过有效精确调节可变电容来实现,可变电容的调节是由步进电机远程控制实现,因此要达到可变电容精细调控的目的,步进电机的稳定性和控制精度就显得尤为重要。本文采用Matlab的Simulink仿真模块对三相混合式步进电机的电流转速双闭环控制模型进行仿真,对步进电机分别采用PID控制和模糊PID控制,经过分析得出,采用模糊PID控制步进电机时,系统稳定性与控制精度得到极大提升。

关键词: 阻抗匹配; 步进电机; 模糊PID控制

Research on fuzzy control of stepping motor in ICRH impedance matching system

JING Dan¹, YANG Puqiong^{1,2}, HOU Wenqi¹, ZHANG Jintao¹, LIU Bo¹

(1 School of Electrical Engineering, University of South China, Hengyang Hunan 421001, China;

2 Key Laboratory of Magnetic Constrained Fusion Research(University of South China), Hengyang Hunan 421001, China)

[Abstract] Ion cyclotron resonance heating (ICRH) is a commonly used heating method in fusion devices. Impedance matching in equipment is the key to improving heating efficiency. The impedance matching in the ICRH device of the H1 stellar is achieved by effectively adjusting the variable capacitor accurately. The variable capacitor adjustment is achieved by remote control of the stepper motor. Therefore, to achieve the purpose of fine regulation of the variable capacitor, the stability of the stepper motor performance and control accuracy are particularly important. In this paper, Matlab's simulink simulation module is used to simulate the current and speed double closed-loop control model of the three-phase hybrid stepper motor. The stepper motor uses PID control and fuzzy PID control. After analysis, it is determined that the fuzzy PID is used to control the stepper motor, when the system stability and control accuracy are greatly improved.

[Key words] impedance matching; stepping motor; fuzzy PID control

0 引言

离子回旋共振加热(Ion cyclotron resonance heating, ICRH)是现今核聚变装置上常用的辅助加热方式,在国内众多装置中已普遍采用,取得良好的效果。H1仿星器也以离子回旋共振加热为主要辅助加热方式。离子回旋共振加热系统由高频发生器、同轴传输线、匹配短线、发射天线等部件组成。具体过程为:高频发生器运转产生RF功率,经由发射天线发送给等离子体,而后在等离子体内部激起离子回旋波,进而使等离子体在RF功率的频率下达到共振,实现等离子体的回旋共振加热^[1]。在ICRH加热过程中,只有当天线阻抗和等离子体的耦合阻抗与传输线阻抗相匹配,才可以实现功率高入射,低反射。从而达到了RF由发射天线送至等离子体实现离子回旋共振加热的目的。

1 阻抗匹配模型

1.1 阻抗匹配原理

阻抗匹配是微波电子学的重要部分,常用在研究微波信号的传输问题,目的是让信号完整地传输到负载点,并且没有能量或微波信号反射出去,提升信号传输效率。即保证信号有效地从信号源传输到负载处。在等离子体的加热过程中,天线阻抗和等离子体的耦合阻抗会随着等离子体温度或密度的改变而发生变化,导致阻抗失配。传输线上的反射功率随即增加,影响了后续回旋共振加热的效率,因此在ICRH设备中,实时阻抗匹配是一个亟待解决的问题。而在实际工程中,阻抗匹配调节的速度成为射频离子源的关键研究课题。

阻抗匹配网络通常由双元件和三元件组成,典型的双元件匹配网络为:Γ型和L型。三元件匹配

基金项目: 国家自然科学基金(11675074); 湖南省教育厅科技计划资助项目(16C1369)。

作者简介: 敬丹(1995-),女,硕士研究生,主要研究方向:核电子探测技术与系统研究;阳璞琼(1980-),男,博士,副教授,主要研究方向:电力电子、核能科学与工程研究。

通讯作者: 阳璞琼 Email:rocket80@163.com

收稿日期: 2020-01-15

网络典型为: T 型和 π 型。在 ICRH 设备中选用的是现今国内外射频离子源阻抗匹配常用到的 Γ 型阻抗匹配网络。阻抗匹配示意如图 1 所示。

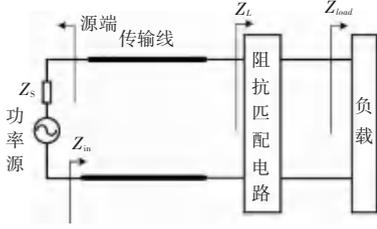


图 1 阻抗匹配示意图

Fig. 1 Schematic of impedance matching

在 ICRH 设备上, 运用的是假负载(2 个独立的 50 Ω 纯电阻)的方案进行测试。在实际的等离子体加热实验中, 传输线的负载阻抗等效为一个电感和一个电阻。由于负载阻抗在等离子体加热过程会随着等离子体的不断变化而变化。因此要应用一种方法来调节负载端的电阻和电感使其与传输线特性阻抗相匹配。负载端阻抗等效为一个电阻和一个电感。在等离子体激发后, 电阻增加, 电感减小。而电阻变化幅度较小, 电感变化范围较大。也就是说, 电感的变化是阻抗失配的主要原因, 考虑了诸多因素情况下实际情况的射频阻抗匹配设备中普遍采用的是 Γ 型阻抗匹配网络。

1.2 确定可调电容 C_s 的范围

常用的 Γ 型阻抗匹配网络如图 2 所示。

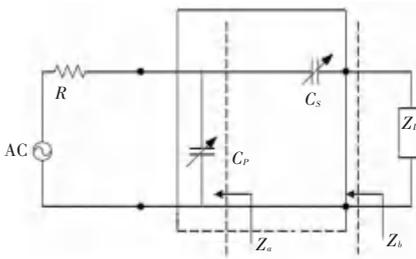


图 2 Γ 型阻抗匹配网络

Fig. 2 Γ -type impedance matching network

图 2 中, Z_D 表示负载等效阻抗, 运算表达式为 $Z_D = R_D + j\omega L_D$, R 是射频源内的等效内阻。在射频源源端看过去, 输入阻抗为:

$$Z_{in} = \frac{Z'}{1 + j\omega C_p Z'} \quad (1)$$

其中,

$$Z' = \frac{1}{j\omega C_s} + Z_D \quad (2)$$

从负载端看过去, Z_c 为射频源输入阻抗, 只有当 $Z_c = Z_D$ 时才能实现系统阻抗匹配^[2]。为此则需

要改变 Z_c 的某些参数来完成。在此基础上, 研究后还将得到:

$$Z_a = \frac{R}{1 + j\omega C_p R} = x + jy, \quad (3)$$

其中,

$$x = \frac{R}{1 + \omega^2 C_p^2 R^2}, \quad (4)$$

$$y = -\frac{\omega C_p R^2}{1 + \omega C_p R^2}, \quad (5)$$

进一步运算可知:

$$\frac{\partial x}{\partial C_p} - \frac{R}{2\omega} \frac{\partial^2}{\partial C_p^2} + y^2 = \frac{\partial^2 R}{\partial C_p^2} \frac{\partial^2}{\partial \omega^2} \quad (6)$$

$Z_b = Z_a + \frac{1}{j\omega C_s}$, 将 Z_a 在阻抗平面上平移了多少位移射源内阻为 50 Ω , x 的范围可以由 C_s 的范围得到, 由以上推导可知, 在阻抗匹配中, C_p 主要影响输出阻抗的实部, 而 C_s 主要影响阻抗匹配的虚部。在 ICRH 设备中, 射频源频率一般是 13.56 MHz, 等离子体激发后负载等效为感性阻抗, R_D 增大且变化幅度不太大, L_D 将会减小并且变化幅度相对较大。而选定具体的可调电容 C_p 为 50~1 200 pf, C_s 为 20~300 pf。由于 C_s 的范围较小, 且阻抗失配的主要原因在于等效阻抗匹配的虚部, 所以调节 C_s 就非常重要。在 ICRH 设备中, 可调电容的调节主要是通过步进电机来控制, 因此选择步进电机的控制算法对于实现阻抗匹配有着重要意义。

2 步进电机数学模型

在 ICRH 设备内用来控制可调电容的步进电机主要选用三相混合式步进电机, 以下为三相混合式步进电机数学模型的推导。这里, 研究将用到的公式为:

$$\begin{cases} \dot{U}_A = L_{AA} \frac{di_A}{dt} + L_{AB} \frac{di_B}{dt} + L_{AC} \frac{di_C}{dt} + R_a i_A + e_A; \\ \dot{U}_B = L_{BA} \frac{di_A}{dt} + L_{BB} \frac{di_B}{dt} + L_{BC} \frac{di_C}{dt} + R_b i_B + e_B; \\ \dot{U}_C = L_{CA} \frac{di_A}{dt} + L_{CB} \frac{di_B}{dt} + L_{CC} \frac{di_C}{dt} + R_c i_C + e_C. \end{cases} \quad (7)$$

其中, U, L 分别为加在绕组两端的电压和等效电感; R, e 分别为绕组的等效电阻和反电动势; i 为流经绕组的电流; L_{AA}, L_{AB} 分别为绕组自感及各相间的互感, 设电机内部结构完全对称, 令 $R_a = R_b = R_c = R, L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L, L_{AB} = L_{CB} = L_{AC} = -\frac{L}{2}$, 则

有:

$$\begin{aligned} U_A &= L \frac{di_A}{dt} - \frac{L}{2} \frac{di_B}{dt} - \frac{L}{2} \frac{di_C}{dt} + Ri_A + k_e \omega_\tau \sin \theta_n; \\ U_B &= -\frac{L}{2} \frac{di_A}{dt} + L \frac{di_B}{dt} - \frac{L}{2} \frac{di_C}{dt} + Ri_B + \\ & k_e \omega_\tau \sin(\theta_n - \frac{2\pi}{3}); \\ U_C &= -\frac{L}{2} \frac{di_A}{dt} - \frac{L}{2} \frac{di_B}{dt} + \\ & L \frac{di_C}{dt} + Ri_C + k_e \omega_\tau \sin(\theta_n + \frac{2\pi}{3}). \end{aligned} \quad (8)$$

步进电机采用三角形接法, 电流存在 $i_A + i_B + i_C = 0$, 进一步简化为:

$$\begin{aligned} U_A &= \frac{L}{2} \frac{di_A}{dt} + Ri_A + k_e \omega_\tau \sin \theta_n; \\ U_B &= \frac{L}{2} \frac{di_B}{dt} + Ri_B + k_e \omega_\tau \sin(\theta_n - \frac{2\pi}{3}); \\ U_C &= \frac{L}{2} \frac{di_C}{dt} + Ri_C + k_e \omega_\tau \sin(\theta_n + \frac{2\pi}{3}). \end{aligned} \quad (9)$$

根据能量守恒定义则有:

$$\begin{aligned} T_e &= k_e \sin(z_r \omega_\tau t) i_A + k_e \sin(z_r \omega_\tau t - \frac{2\pi}{3}) i_B + \\ & k_e \sin(z_r \omega_\tau t + \frac{2\pi}{3}) i_C, \end{aligned} \quad (10)$$

$$T_e = J \frac{d\omega_\tau}{dt} + B\omega_\tau + T_L \quad (11)$$

其中, θ 为转子输出角度; ω 为角速度; J 为电机转子的负载转动惯量; T_e 为电磁转矩; B 为黏滞摩擦系数; T_L 为负载转矩。假设电机负载为 0 时, 可得步进电机数学模型为^[3]:

$$\begin{aligned} \frac{di_A}{dt} &= \frac{2(U_A - Ri_A - k\omega_\tau \sin(Z_r\theta))}{L}; \\ \frac{di_B}{dt} &= \frac{2(U_B - Ri_B - k\omega_\tau \sin(Z_r\theta - \frac{2\pi}{3}))}{L}; \\ \frac{di_C}{dt} &= \frac{2(U_C - Ri_C - k\omega_\tau \sin(Z_r\theta + \frac{2\pi}{3}))}{L}; \\ \frac{d\omega_\tau}{dt} &= \frac{[k_e i_A \sin(Z_r\theta) + k_e i_B \sin(Z_r\theta - \frac{2\pi}{3}) + k_e i_C \sin(Z_r\theta + \frac{2\pi}{3}) - B\omega_\tau]}{J}; \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega_\tau. \end{aligned} \quad (12)$$

依据计算所得步进电机模型, 为了控制电流采用空间矢量控制 (SVPWM), 构建模型如图 3 所示。

步进电机选取 573S15 作为实验对象, 参数见表 1。

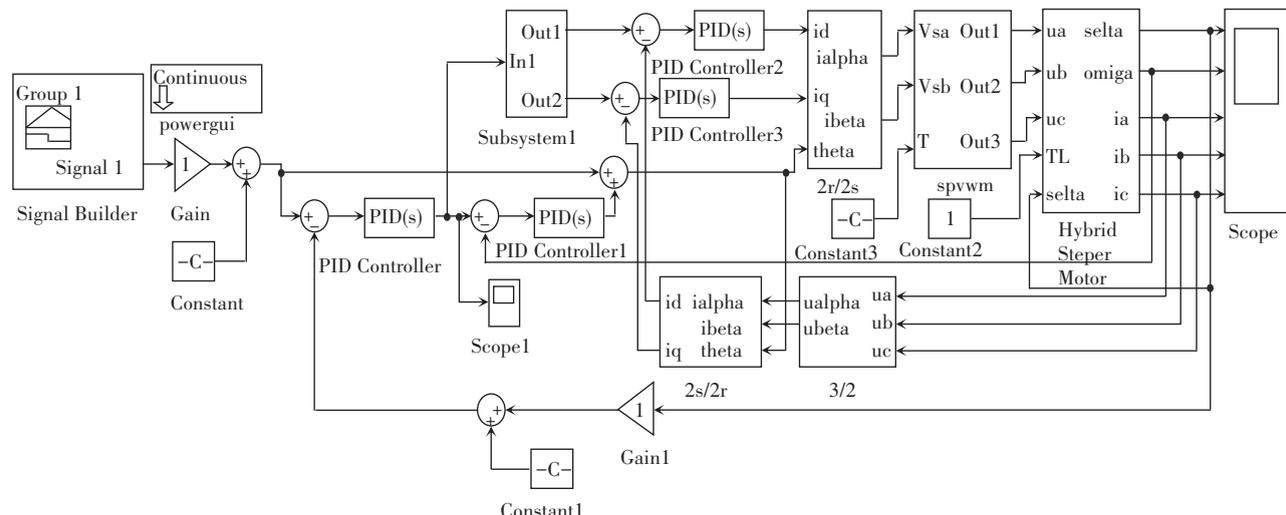


图 3 PID 控制步进电机双闭环控制系统模型

Fig. 3 Model of dual closed-loop control system for PID control stepper motor

表 1 实验对象的仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of experimental objects

相绕组电阻 R	绕组电感 L_s/mH	步距角 $\theta_b/(\circ)$	额定电流 I_N/A	互感 L_m/mH	转子齿数 Z_r	旋转电压 $k_e/(\text{Vs} \cdot \text{rad}^{-1})$	转子惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{cm}^2)$
0.7	1.35	1.2	5.8	-0.97	50	1.24	480

3 步进电机的模糊控制

3.1 模糊 PID 控制

传统 PID 控制无法实现自适应控制能力,在体系为时变和非线性的情况时控制效果较差。而且,在系统参数变化较大时,控制性能也随即变化较大。在实际的 ICRH 系统中,负载等效阻抗变化的速度与频率都很快,因此用来控制 C_s 的步进电机就是一个典型的非线性时变系统,并且从第 2 节步进电机的传递函数的推导也可以发现步进电机是一个高度非线性被控对象。

模糊 PID 控制如图 4 所示。根据模糊控制规则来实现对 PID 各项参数的调节^[4-7],在不同状态下列出对 PID 参数的推理结果。计算取得的偏差及偏差率输入到模糊控制器中,通过模糊化,解模糊,比例变化等过程,得出 PID 控制器的数据。

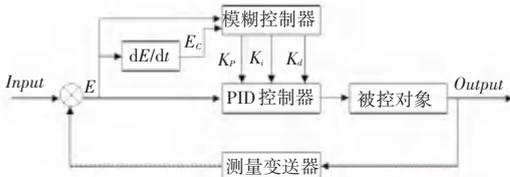


图 4 模糊 PID 控制示意图

Fig. 4 Schematic diagram of fuzzy PID control

模糊 PID 的控制方程如式 (11) 所示:

$$u(t) = (K_p' + \Delta K_p) e(t) + (K_i' + \Delta K_i) \int_0^t e(t) dt + (K_d' + \Delta K_d) \frac{de(t)}{dt} \quad (13)$$

其中, K_x' 项为 PID 控制中的 3 个参数,依次分别表示比例控制、积分控制和微分控制,但是 3 个参数各有调节,比例环节在提高响应速度的同时会导致系统稳定度变差,积分环节可以改善稳定度变差

的问题但会导致系统响应变慢,微分环节起到了抵抗外界突发干扰的作用。而式 (13) 中 ΔK_x 的部分可以实时调整参数来修正 K_x 项。

模糊控制模块调用界面效果如图 5 所示。常用的模糊控制隶属度函数为三角函数,本文采用高斯函数为隶属度函数,具体界面效果如图 6 所示。相对于三角函数来说,虽然计算量更大,但结果也更加准确。模糊控制部分仿真模型如图 7 所示^[8],运用模糊 PID 控制的步进电机仿真模型如图 8 所示。

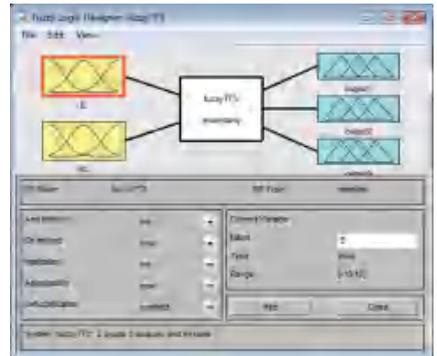


图 5 模糊控制模块调用

Fig. 5 Call of fuzzy control module

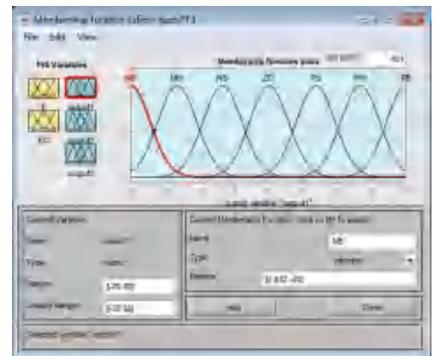


图 6 模糊控制隶属度函数选取高斯函数

Fig. 6 Gaussian function of fuzzy control membership function

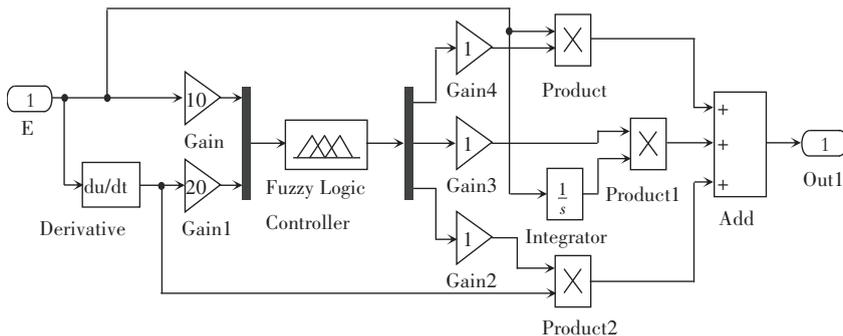


图 7 模糊控制仿真模型

Fig. 7 Fuzzy control simulation model

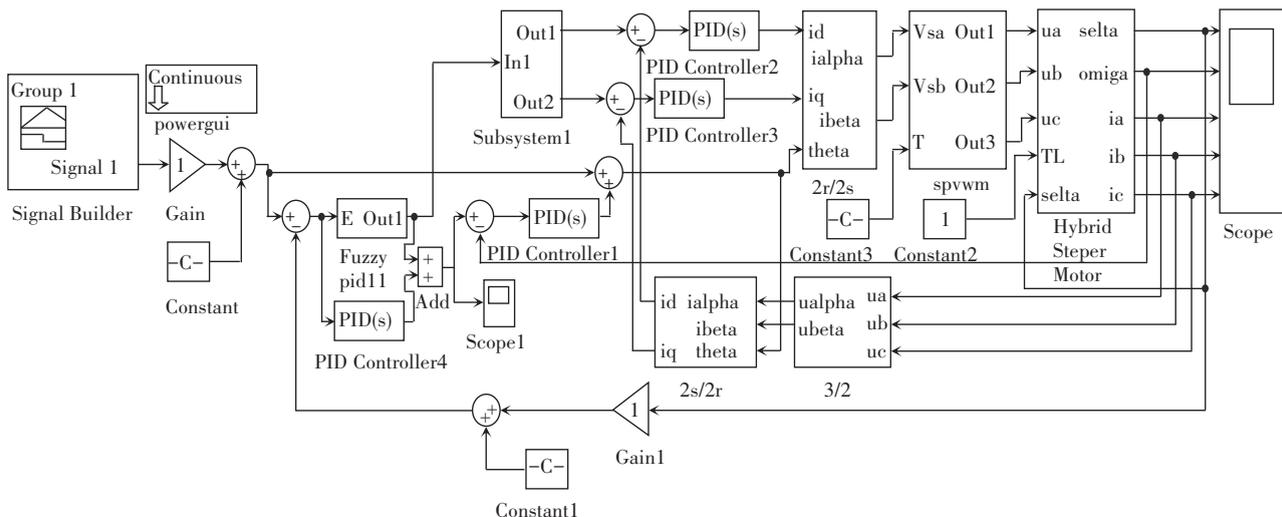


图 8 模糊 PID 控制步进电机双闭环控制系统模型

Fig. 8 Model of dual closed-loop control system for stepper motor based on fuzzy PID control

3.2 PID 控制与模糊 PID 控制的结果对比

高斯函数隶属度的模糊 PID 控制与 PID 控制相比可知,对于步进电机转速的改进很明显,如图 9~图 12 所示。



图 9 步进电机空载传统 PID 控制电机转子转速

Fig. 9 Traditional PID control motor rotor speed during stepper motor no-load

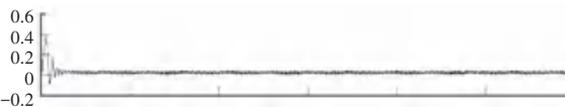


图 10 步进电机空载模糊 PID 控制电机转子转速

Fig. 10 Fuzzy PID control motor rotor speed during stepper motor no-load

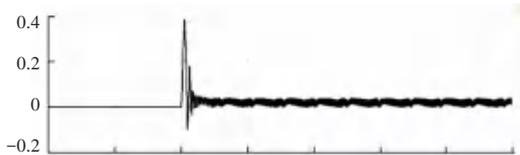


图 11 突加负载时传统 PID 控制电机转子转速

Fig. 11 Rotor speed of traditional PID control motor during sudden load

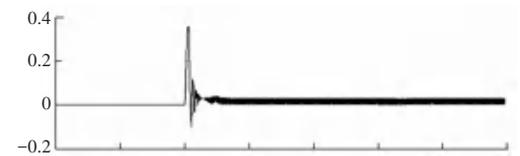


图 12 突加负载时模糊 PID 控制电机转子转速

Fig. 12 Rotor speed of fuzzy PID control motor when sudden load is applied

由图 9~图 12 可以看出,在双闭环步进电机控

制中将 PID 控制替换为模糊 PID 控制后,转子速度更为平稳。

依据不同的 PID 模型,研究分别建立了不同的电路模型来对电路进行仿真分析,通过仿真计算可以观察到当 0.2 S 负载加到步进电机时,传统 PID 控制和隶属度为高斯模型的模糊 PID 控制分别见图 11,图 12,在突然加上负载的情况下,模糊 PID 控制能使转子速度平稳,比传统 PID 控制更为稳定。

4 结束语

由步进电机数学模型可知,步进电机是一个高度非线性被控对象。根据仿真结果对比图显示,当步进电机空载时,PID 控制与模糊 PID 控制的对比见图 9、图 10,可以很明显看到模糊 PID 控制的转速比 PID 控制的转速平稳很多,系统扰动较小。当给步进电机突加负载时,模糊 PID 控制的表现也优于 PID 控制。在实际 ICRH 系统中,可变电容多变且快速,模糊控制的加入有效解决了步进电机控制的失步问题,ICRH 的运行效率得以提高,对仿星器系统稳定性提供帮助。另外,还能通过进行不同隶属度函数模型的模糊 PID 控制来对电路进行优化,旨在更好地解决电机控制失步的问题。

参考文献

[1] 赵培福,陆志鸿,曾建尔,等. HL-1M 装置的 ICRH 系统[J]. 核聚变与等离子体物理, 2001, 21(2):107.

[2] 刘东宇. 自动阻抗匹配器检测电路设计及匹配算法研究[D]. 合肥:中国科学技术大学,2010.

[3] 聂巍. 步进电动机闭环控制系统研究[D]. 武汉:武汉理工大学,2014.

[4] 徐兆华. 高速高精度步进闭环控制系统的研究[D]. 太原:中北大学,2013.

[5] 陈翔,崔志琴,徐兆华. 基于 Matlab 的步进电机闭环建模与仿真[J]. 煤矿机械,2014,35(3):35.

(下转第 74 页)