

# 变论域模糊 PID 控制在交流发电系统中的应用

文力<sup>1</sup>, 陈志辉<sup>1</sup>, 郭润龙<sup>2</sup>, 邵磊<sup>2</sup>

(1. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏南京 211100;

2. 天津航空机电有限公司, 天津 300000)

**摘要:** 在三级式交流发电系统中一般使用传统 PID 控制器进行调压控制,但是在某些工况下该控制策略难以满足复杂系统的高精度、快响应要求。通过在传统 PID 控制器的基础上,分析了其不足之处,引入了模糊 PID 控制策略。同时,针对模糊 PID 在系统的动态调节过程中论域过小的问题,提出了一种基于变论域模糊控制理论的 PID 控制器,并与传统双环 PID 控制和普通的模糊 PID 控制在 MATLAB/Simulink 软件中进行对比仿真,验证了该控制策略具有更好的稳态调节精度和动态调节性能,与传统双环 PID 控制器相比,稳态误差从 0.5% 优化到 0.3%,动态调节时间从 0.4 s 缩短至 0.2 s。

**关键词:** 交流发电系统; 三级式同步电机; PID 控制器; 变论域模糊控制

**中图分类号:** TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)02-0034-08

**doi:** 10.12177/emca.2019.149

## Application of Variable Universe Fuzzy PID Control in AC Power Generation System

WEN Li<sup>1</sup>, CHEN Zhihui<sup>1</sup>, GUO Runlong<sup>2</sup>, SHAO Lei<sup>2</sup>

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211100, China;

2. AVIC, Tianjin Aviation Electro Mechanical Co., Ltd., Tianjin 300000, China)

**Abstract:** Although traditional PID controller is generally used for voltage regulation control in the three-stage AC power generation system, this control strategy cannot meet the requirements of high precision and fast response of complex system in some cases. Based on the analysis on the shortcomings of traditional PID controller, the fuzzy PID control strategy is introduced. There is a problem that the domain of fuzzy PID is too small in the process of dynamic regulation of the system. In order to solve this problem, a PID controller based on the theory of variable universe fuzzy control is proposed. It is compared with the traditional double-loop PID controller and the common fuzzy PID controller on MATLAB/Simulink platform. Simulation results show that the proposed control strategy has better steady-state regulation accuracy and dynamic regulation performance. Compared with the traditional double-loop PID controller, the steady-state error is improved from 0.5% to 0.3%, and the dynamic regulation time is shortened from 0.4 s to 0.2 s.

**Key words:** AC power generation system; three-stage synchronous motor; PID controller; variable universe fuzzy control

## 0 引言

三级式同步电机是一种结构特殊的交流同步

电机,主要组成部分有副励磁机、主励磁机、旋转整流器和主发电机,其中副励磁机为永磁机,主励磁机、主发电机为电励磁机,旋转整流器的作用是

收稿日期: 2019-11-12; 收到修改稿日期: 2019-12-18

作者简介: 文力(1994—),男,硕士研究生,研究方向为三级式电机发电控制技术。

陈志辉(1972—),男,教授,博士生导师,研究方向为航空电源系统,电机及其控制技术。(通信作者)

取代电刷滑环。三级式同步电机具有低维护成本和高可靠性的特点, 广泛应用于航空电源系统中<sup>[1]</sup>。

三级式交流发电系统中, 控制结构一般选择电压-励磁电流双环 PID 控制<sup>[2-4]</sup>。虽然 PID 控制器设计和调节均很方便, 而且稳定性也较高, 但是三级式电机系统是一个非线性的系统, 同时存在高耦合度以及多变量的问题, 使得电机系统难以用数学模型来精确地描述<sup>[5]</sup>。此外, 在电机实际运行过程中, 环境十分复杂, 同时存在大量干扰, 电机系统的一些参数会因此发生变化。传统 PID 控制器是一种固定增益的控制器, 在这种严重非线性很难满足快速且高效的调节需求。本文在传统 PID 控制器的基础上, 运用模糊 PID 控制策略对控制器进行优化, 并且在 MATLAB/Simulink 软件中搭建了电机系统和控制器的模型。在突加突卸负载时观察 2 种控制方式下系统的动态性能, 验证了模糊 PID 控制器对于复杂电机系统的调节能力。

当系统在大范围内动态运行时, 模糊 PID 控制器可能会超出控制器的论域范围, 使系统的调节能力减弱, 甚至会引起振荡<sup>[6-7]</sup>。

本文在传统模糊 PID 控制器的基础上引入了变论域控制策略, 优化了原控制器的控制性能和容错性, 改善了系统的动态性能和稳态精度。

### 1 基于传统 PID 控制的交流发电系统模型

三级式同步电机示意图如图 1 所示。

电压-励磁电流双环控制框图如图 2 所示。将输出电压作为外环的输入量, 与电压给定值作差之后通过外环 PID 控制器输入到内环电流环, 作为内环的给定值, 最后内环的 PID 控制器输出到 PWM 控制器, 从而调节主励磁机的励磁电压, 从而达到调

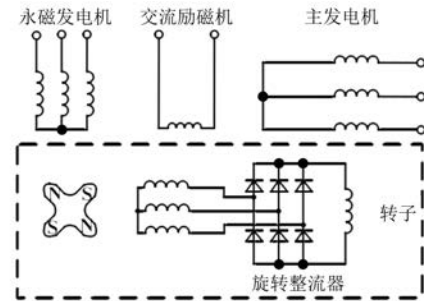


图 1 三级式同步电机示意图

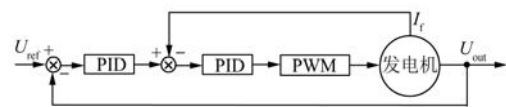


图 2 电压-励磁电流双环控制框图

节主发电机输出电压的目的。

#### 1.1 主发电机数学模型

主发电机的绕组布置示意图如图 3 所示。为了便于计算, 需要先对定转子参数进行  $dq$  变换, 以建立  $dq$  旋转坐标系。图 3 中,  $d$  轴滞后  $q$  轴  $90^\circ$ ;  $\theta$  是定子 A 相轴线和  $d$  轴的夹角, 为电角度。

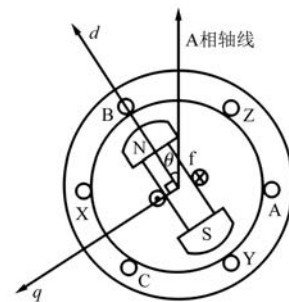


图 3 主发电机的绕组布置示意图

将电机的磁滞、饱和等因素忽略不计, 根据电机在  $dq$  坐标系下的模型可得主发电机的磁链方程、电压方程、转矩方程以及运动方程。

磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \\ \psi_{kd} \\ \psi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + L_{md} & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & L_s + L_{mq} & 0 & 0 & L_{mq} \\ L_{md} & 0 & L_{sf} + L_{md} & L_{fkd} & 0 \\ L_{md} & 0 & L_{fkd} & L_{skd} + L_{md} & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & 0 & L_{skq} + L_{mq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中： $\psi_f$ 、 $\psi_d$ 、 $\psi_q$  分别为励磁绕组、 $d$ 、 $q$  轴绕组的磁链； $\psi_{kd}$ 、 $\psi_{kq}$  分别为  $d$ 、 $q$  轴阻尼绕组磁链； $i_f$ 、 $i_d$ 、 $i_q$  分别为励磁绕组、 $d$ 、 $q$  轴绕组的电流； $i_{kd}$ 、 $i_{kq}$  分别为  $d$ 、 $q$  轴阻尼绕组电流； $L_s$ 、 $L_{sf}$  分别为电枢绕组、励磁绕组漏感； $L_{skd}$ 、 $L_{skq}$  分别为  $d$ 、 $q$  轴阻尼绕组漏感； $L_{md}$ 、 $L_{mq}$  和  $L_{fkd}$  分别为  $d$  轴同步电感、 $q$  轴同步电感以及  $d$  轴阻尼绕组和励磁绕组的互感。

电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_f \\ \psi_{kd} \\ \psi_{kq} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中： $u_f$ 、 $u_d$ 、 $u_q$  分别为励磁绕组电压、 $d$ 、 $q$  轴绕组电压； $R_0$ 、 $R_f$ 、 $R_{kd}$ 、 $R_{kq}$  分别为电枢绕组内阻，励磁绕组内阻、 $d$ 、 $q$  轴阻尼绕组的内阻； $p$  为微分算子； $\omega$  为主发电机电角速度。

转矩方程为

$$T_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad (3)$$

式中： $T_e$  为主发电机的电磁转矩。

运动方程为

$$T_e = T_L + Jp\Omega + B\Omega \quad (4)$$

式中： $T_L$  为主发电机的负载转矩； $J$  为转动惯量； $\Omega$  为主发电机机械角速度； $B$  为主发电机的系统摩擦因数。

### 1.2 主励磁机数学模型

主励磁机的绕组布置示意图如图 4 所示。

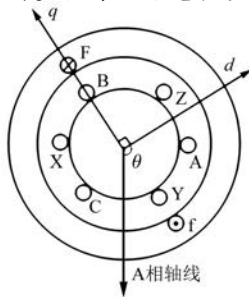


图 4 主励磁机的绕组布置示意图

磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \psi_{rf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rs} + L_{rmd} & 0 & L_{rmd} \\ 0 & L_{rs} + L_{rmq} & 0 \\ L_{rmd} & 0 & L_{rsf} + L_{rmd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{rf} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中： $\psi_{rd}$ 、 $\psi_{rd}$ 、 $\psi_{rq}$  分别为励磁绕组、 $d$  轴绕组、 $q$  轴绕组磁链； $i_{rd}$ 、 $i_{rd}$ 、 $i_{rq}$  分别为励磁绕组、 $d$  轴绕组、 $q$  轴绕组电流； $L_{rs}$ 、 $L_{rsf}$  分别为电枢绕组、励磁绕组的漏感； $L_{rmd}$ 、 $L_{rmq}$  分别为  $d$ 、 $q$  轴同步电感。

电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \\ u_{rf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{r0} & 0 & 0 \\ 0 & R_{r0} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{rf} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \psi_{rf} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -\psi_{rq} \\ \psi_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中： $u_{rd}$ 、 $u_{rd}$ 、 $u_{rq}$  分别为励磁绕组、 $d$  轴绕组、 $q$  轴绕组电压； $R_{r0}$ 、 $R_{rf}$  为电枢绕组与励磁绕组的内阻； $\omega_r$  为主励磁机的转子电角速度。

### 1.3 三级式交流发电系统模型

基于 10 kVA 三级式交流发电系统搭建模型，额定输出电压为 115 V/400 Hz。主要通过突加突卸负载的仿真验证其控制器的动态性能。

基于传统 PID 控制的发电系统 MATLAB/Simulink 模型如图 5 所示。

设定仿真时间  $t=5$  s，给定电压  $u=115$  V，转速  $n=12\ 000$  r/min，在  $t=2$  s 时突加额定负载，在  $t=3$  s 时突卸到空载，仿真结果波形如图 6 所示。从图 6 可以看出，在突加额定负载后，输出电压有效值超调为  $\sigma=4.4\%$ ，动态调节时间为  $\tau=0.4$  s，系统静态误差  $e_{ss}=0.5\%$ ；突卸负载后，输出电压有效值超调为  $\sigma=4.5\%$ ，动态调节时间为  $\tau=0.4$  s，系统静态误差为  $e_{ss}=0.5\%$ 。

主励磁机的励磁电流波形如图 7 所示。由图 7 可以看出，输出电压的超调量和调节性能还有较大的改善空间。

## 2 模糊 PID 控制的模型仿真

模糊 PID 控制具体的实现方法是在常规 PID

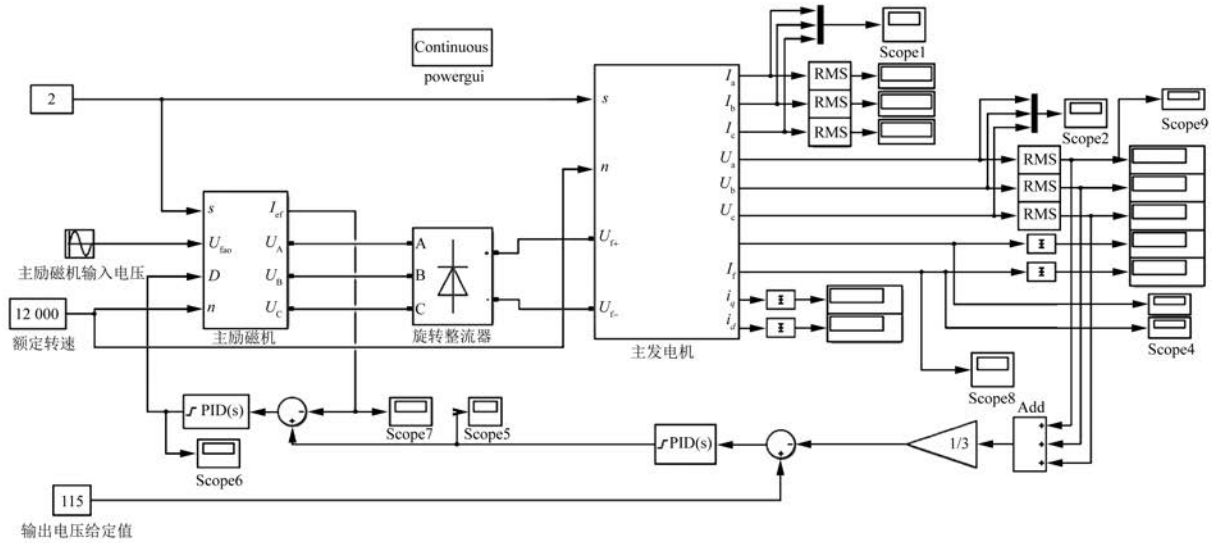


图 5 基于传统 PID 控制的发电系统 MATLAB/Simulink 模型

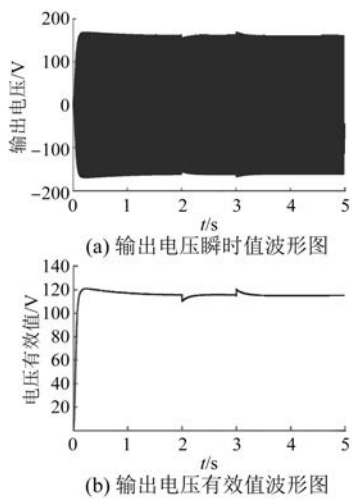


图 6 PID 双环控制的突加突卸负载仿真波形图

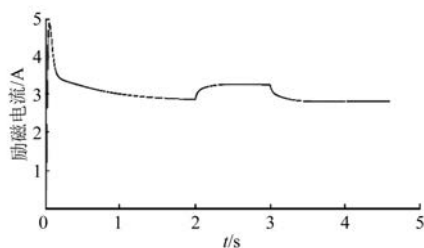


图 7 主励磁机的励磁电流波形

控制器基础之上,使用 1 台“2 输入(输入误差  $e$  和误差变化率  $e_c$ ), 3 输出( $\Delta k_p$ 、 $\Delta k_i$ 、 $\Delta k_d$ )”的模糊-PID 控制器作为电压外环调节器<sup>[8]</sup>。模糊 PID

控制器框图如图 8 所示。输出电压进入控制器之后,先计算出输出电压与给定值之间的输入误差  $e$  及其变化率  $e_c$ ,将这 2 个值通过模糊化处理,再在模糊控制器中经过模糊推理和解模糊,最终得到调整值来实时调节 PID 参数。

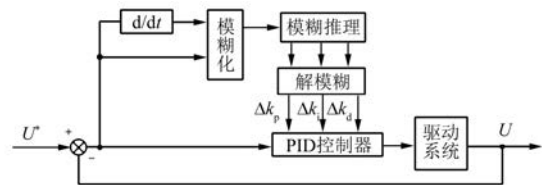


图 8 模糊 PID 控制器框图

在 MATLAB/Simulink 软件中可以搭建 fuzzy 模块,设置输入、输出变量及隶属度函数。为了能够精确反映输入量的实时变化,将输入变量的模糊论域设置为  $[-6, 6]$ ;同时因为 PID 参数不可能为负值,所以输出变量的最小值和设定的 PID 参数值相加需要  $\geq 0$ ,输出模糊论域设置为  $[-3, 3]$ 。同时添加 7 条模糊隶属函数,为了仿真方便,考虑并结合实际经验,将所用的隶属函数均设置为三角隶属函数。隶属函数设置界面如图 9 所示。隶属度函数名称依次设置为 NB、NM、NS、ZO、PS、PM、PB。

输出量  $\Delta k_p$ 、 $\Delta k_i$ 、 $\Delta k_d$  的模糊规则设置如表 1~表 3 所示。

MATLAB/Simulink 软件中设置的模糊控制规则如图 10 所示。

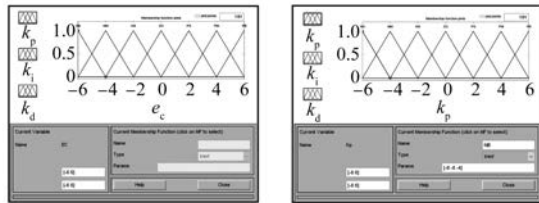


图9 隶属函数设置界面

表1  $\Delta k_p$  模糊规则设置

$\Delta k_p \backslash e_c$	$e$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB		NB	NB	NM	NM	PS	PS	ZO
NM		NB	NB	NM	PM	PS	ZO	ZO
NS		NM	NM	NM	PS	ZO	PS	PS
ZO		NS	NS	NS	ZO	PS	PM	PM
PS		NS	NS	ZO	PS	PS	PM	PM
PM		ZO	ZO	ZO	PM	PM	PM	PB
PB		ZO	NS	PS	PM	PM	PB	PB

表2  $\Delta k_i$  模糊规则设置

$\Delta k_i \backslash e_c$	$e$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB		NB	NB	NB	NM	PS	ZO	ZO
NM		NB	NB	NM	NM	PS	ZO	ZO
NS		NM	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO		NM	NS	NS	ZO	PS	PS	PM
PS		NS	NS	ZO	PS	PS	PM	PM
PM		ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB		ZO	ZO	PS	PM	PB	PB	PB

表3  $\Delta k_d$  模糊规则设置

$\Delta k_d \backslash e_c$	$e$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB		NB	NS	ZO	ZO	ZO	PS	PS
NM		NS	NS	NS	NS	ZO	NS	PM
NS		NB	NB	NM	NS	ZO	PS	ZO
ZO		NB	NM	NM	PS	ZO	PS	PM
PS		NB	NM	NS	PS	ZO	PS	PS
PM		NM	NS	PS	PS	ZO	PS	PS
PB		PS	ZO	ZO	ZO	ZO	PB	PB

图11所示为输出变量  $\Delta k_p$ 、 $\Delta k_i$ 、 $\Delta k_d$  的取值立体分布图。

图12所示为 fuzzy 模块搭建的模糊 PID 控制器。

设定仿真时间为  $t = 3$  s, 给定电压  $u =$

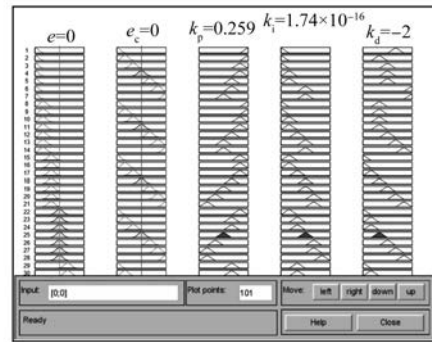
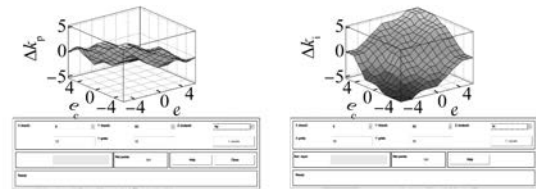
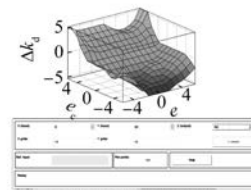


图10 模糊控制规则



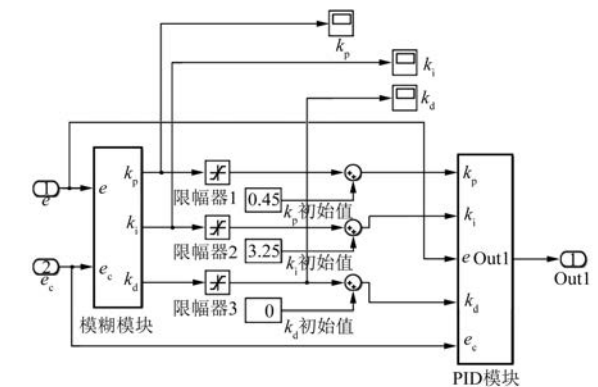
(a)  $\Delta k_p$  取值分布图

(b)  $\Delta k_i$  取值分布图

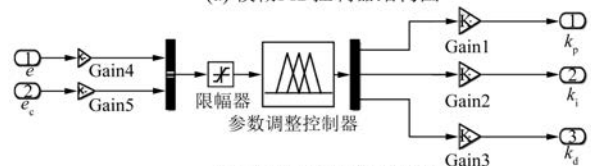


(c)  $\Delta k_d$  取值分布图

图11 输出变量取值立体分布图



(a) 模糊PID控制器结构图



(b) 模糊模块内部结构图

图12 模糊PID控制器

115 V, 转速  $n = 12\ 000$  r/min, 在  $t = 1$  s 时突加到额定负载, 在  $t = 2$  s 时突卸到空载。模糊 PID 控

制输出电压波形图如图 13 所示。从图 13 可以看出,在突加额定负载时,输出电压有效值超调  $\sigma=3.7\%$ ,动态调节时间  $\tau=0.23\text{ s}$ ,系统静态误差  $e_{ss}=0.5\%$ ;突卸负载时,输出电压有效值超调  $\sigma=3.7\%$ ,动态调节时间  $\tau=0.22\text{ s}$ ,系统静态误差  $e_{ss}=0.5\%$ 。

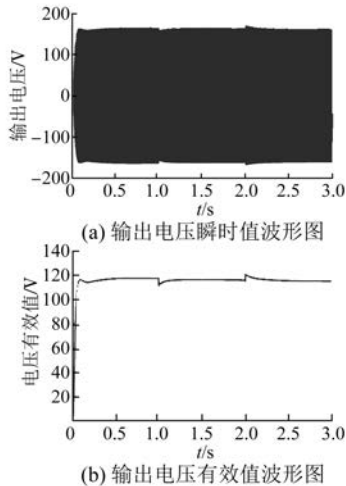


图 13 模糊 PID 控制的输出电压波形图

模糊 PID 控制的励磁电流波形图如图 14 所示。由图 14 可以看出,模糊 PID 控制比传统 PID 控制已经有所改善,但是系统在大范围内动态运行时,控制器论域过小,调节能力不够,还存在响应慢、难以稳定、振荡等问题。

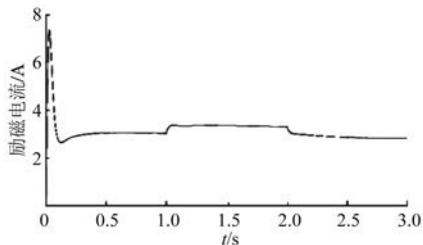


图 14 模糊 PID 控制的励磁电流波形

### 3 变论域模糊 PID 控制模型仿真

变论域模糊 PID 控制也是将输出信号与参考值比较,得到偏差值  $e$  和偏差变化量  $e_c$  作为控制器的输入。与模糊 PID 控制相比,变论域模糊 PID 控制器分为 3 个部分:论域调整控制器、参数调整控制器、PID 控制器。添加论域调整控制器的目的是为了得到变量伸缩因子,使得参数调整

控制器中的变量论域能及时扩大或者缩小,从而使得参数调整控制器能够更好地推理得出对应的 PID 参数调整值<sup>[9]</sup>。

变论域模糊 PID 控制器原理框图如图 15 所示。其中  $\alpha$  代表输入变量  $e$  和  $e_c$  的伸缩因子, $\beta$  代表 PID 参数调整值的伸缩因子。图 15 中,FC1 中的取值与 FC2 类似,前者的比例因子和模糊量化因子均与后者相同。同时,输入变量  $e$  和  $e_c$  的设置也不作更改,其输入论域范围也选择  $[-6, 6]$ ,并选择三角隶属函数。因为伸缩因子是一个  $0\sim 1$  之间的比例系数,所以输出论域均设置为  $[0, 1]$ ,同时选择使用三角隶属函数。

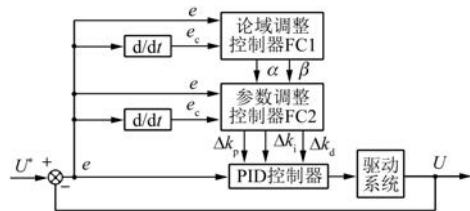


图 15 变论域模糊 PID 控制器原理框图

MATLAB/Simulink 软件中伸缩因子的隶属度函数设置图,如图 16 所示。

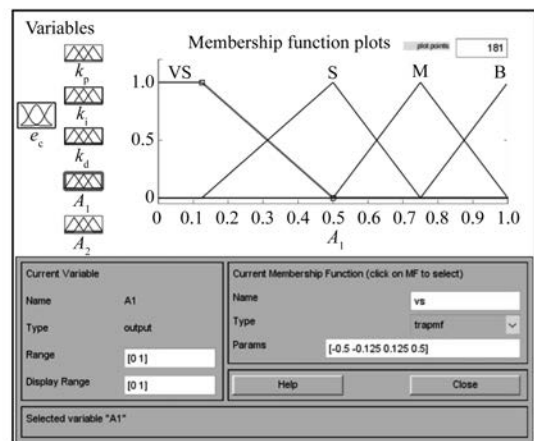


图 16 伸缩因子隶属度函数设置图

输出论域的伸缩因子  $\beta$  的值取决于  $e$  和  $e_c$ ,当系统出现较大偏差时需要扩大论域,即增大输入、输出变量论域伸缩因子,增大控制力度,快速消除误差;当出现较小偏差时,需要缩小论域,抑制超调和振荡。表 4 所示为伸缩因子  $\beta$  控制规则表。 $\beta_{kp}$ 、 $\beta_{ki}$ 、 $\beta_{kd}$  分别为 PID 3 个参数的伸缩因子。



表 4 伸缩因子  $\beta$  控制规则表

		$e$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
$e_c$	NB	VB	VB	VB	B	SB	S	ZO
	NM	VB	VB	B	B	M	S	VS
	NS	VB	M	B	VB	VS	S	VS
	ZO	S	SB	M	ZO	M	SB	S
	PS	VS	S	VS	VB	B	M	VB
	PM	VS	S	M	B	B	VB	VB
	PB	ZO	S	SB	B	VB	VB	VB

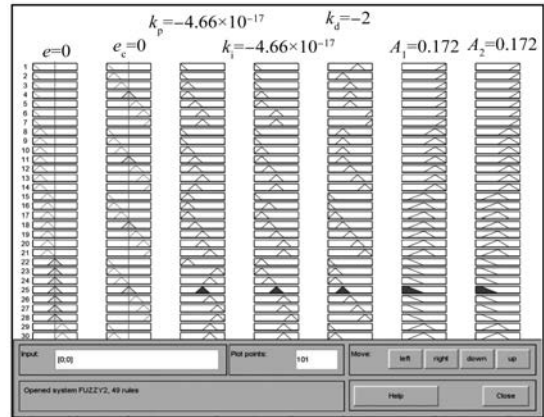


图 17 控制器的模糊控制规则

图 17 所示为 MATLAB/Simulink 软件中设置的论域调整控制器的模糊控制规则。

图 18 所示为 MATLAB/Simulink 中设计的变论域模糊 PID 控制器内部结构。

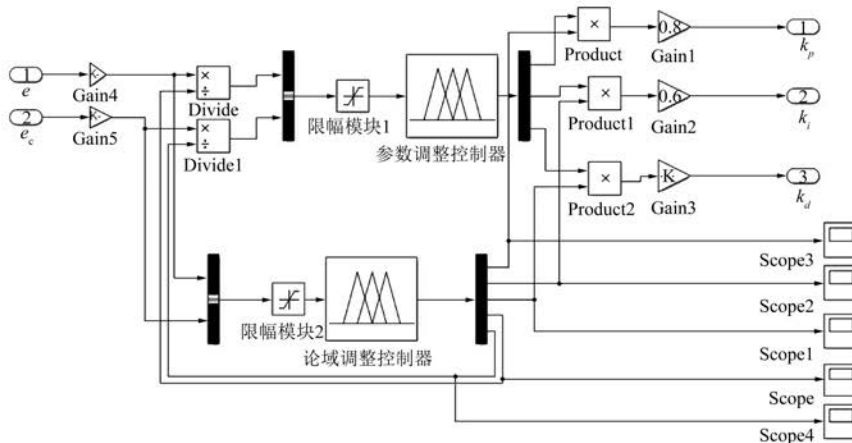


图 18 变论域模糊 PID 控制器内部结构

设定仿真时间  $t = 3 \text{ s}$ , 给定电压  $u = 115 \text{ V}$ , 转速  $n = 12000 \text{ r/min}$ ,  $t = 1 \text{ s}$  时突加 100% 额定负载, 在  $t = 2 \text{ s}$  时突卸到空载。

变论域模糊 PID 控制的输出电压波形如图 19 所示。由图 19 可以看出, 在突加额定负载时, 输出电压有效值超调  $\sigma = 2\%$ , 动态调节时间  $\tau = 0.22 \text{ s}$ , 系统静态误差  $e_{ss} = 0.3\%$ ; 突卸负载时, 输出电压有效值超调  $\sigma = 2.1\%$ , 动态调节时间  $\tau = 0.23 \text{ s}$ , 系统静态误差  $e_{ss} = 0.3\%$ 。

变论域模糊 PID 控制的励磁电流波形如图 20 所示。

与上文 2 种 PID 控制方法对比, 可以看出变论域模糊 PID 控制的稳态误差更小, 同时突加突卸负载时的调节曲线更加平滑, 超调量和调节时间均有了明显的优化。

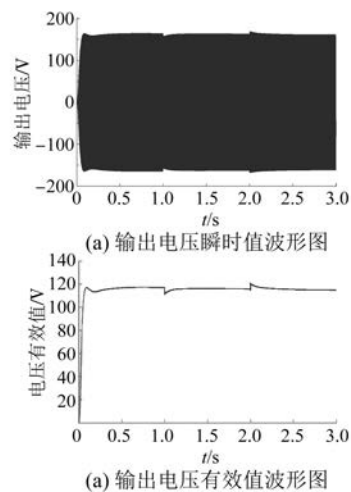


图 19 变论域模糊 PID 控制的输出电压波形图

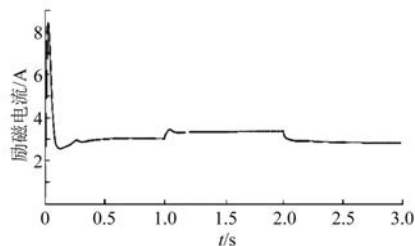


图 20 变论域模糊 PID 控制的励磁电流波形图

## 4 结 语

针对三级式交流发电系统的调压性能不足之处,本文提出了一种基于变论域模糊 PID 控制的控制策略,并设计 3 种 PID 控制方法进行了对比仿真,达到了预期的效果。从仿真结果可以看出,变论域模糊 PID 控制的主要优点如下:

(1) 稳态误差小。与传统双环 PID 控制相比,变论域模糊 PID 控制的稳态误差从 0.5% 优化至 0.3%。

(2) 动态调节的超调量小。突加负载的超调量从 4.4% 优化至 2.0%,突卸负载的超调量从 4.5% 优化至 2.1%。

(3) 动态调节的时间短。突加负载的调节时间从 0.40 s 优化至 0.22 s;突卸负载的调节时间从 0.40 s 优化至 0.23 s。

## 【参考文献】

- [ 1 ] 张卓然,于立,李进才,等.飞机电气化背景下的先进航空电机系统[J].南京航空航天大学学报,2017,49(5): 622.
- [ 2 ] CHANG J, WANG A. New VF-power system architecture and evaluation for future aircraft [ J ]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42( 2 ): 527.
- [ 3 ] 李亚楠.三级式同步电机变频交流起动/发电系统的研究[D].南京:南京航空航天大学,2011.
- [ 4 ] 魏佳丹,杨溢炜,周波,等.三级式同步电机起动过程交直流励磁一体化控制[J].电工技术学报,2015,30(10): 138.
- [ 5 ] 李爱平,邓海洋,徐立云.基于模糊 PID 的永磁同步电机矢量控制仿真[J].中国工程机械学报,2013,11(1): 25.
- [ 6 ] 孙伟翔,汪旭东,许孝卓,等.基于变论域模糊 PID 的垂直提升系统控制研究[J].电子科技,2018,31(6): 67.
- [ 7 ] 蓝益鹏,高旭峰.磁悬浮直线同步电动机励磁系统变论域模糊控制的研究[J].电工技术,2019(1): 11.
- [ 8 ] 刘慧博,王静,吴彦合.无刷直流电机模糊自适应 PID 控制研究与仿真[J].控制工程,2014,21(4): 583.
- [ 9 ] 刘科亮.同步发电机自动励磁控制装置设计[D].西安:西安科技大学,2016.
- [ 12 ] WANG W, CHENG M, ZHANG B, et al. A fault-tolerant permanent magnet traction module for subway application [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29( 4 ): 1646.
- [ 13 ] 史婷娜,张必军,刘涛,等.五桥臂逆变器驱动的双永磁同步电机系统占空比优化调制策略[J].中国电机工程学报,2015,35(6): 1498.
- [ 14 ] 梅杨,易子琛,王立朋,等.基于有限状态机的五桥臂逆变器改进调制策略[J].电机与控制学报,2014,18(10): 21.
- [ 15 ] LIM C S, RAHIM N A, HEW W P, et al. Model predictive control of a two-motor drive with five-leg inverter supply [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60( 1 ): 54.
- [ 16 ] OKA K, NOZAWA Y, MATSUSE K. Improved method of voltage utility factor for PWM control of five-leg inverter [ C ] // 2006 37th IEEE Power Electronics Specialiste Conference, 2006.
- [ 17 ] JONES M, VUKOSAVIC S N, DUJIC D, et al. Five-leg inverter PWM technique for reduced switch count two-motor constant power applications [ J ]. IET Electric Power Applications, 2008, 2( 5 ): 275.
- [ 18 ] HAMOUDA M, BLANCHETTE H F, AL-HADDAD K. A hybrid modulation scheme for dual-output five-leg indirect matrix converter [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63( 12 ): 7299.
- [ 19 ] LIM Y S, LEE J S, LEE K B. Improved model predictive control method for two induction motor fed by five-leg inverter system [ C ] // 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ( ECCE ), 2018.
- [ 20 ] 梅杨,黄伟超,冯帅伟.一种基于零矢量调节的五桥臂逆变器调制方法[J].电工技术学报,2017,32(增刊2): 96.

(上接第 33 页)