

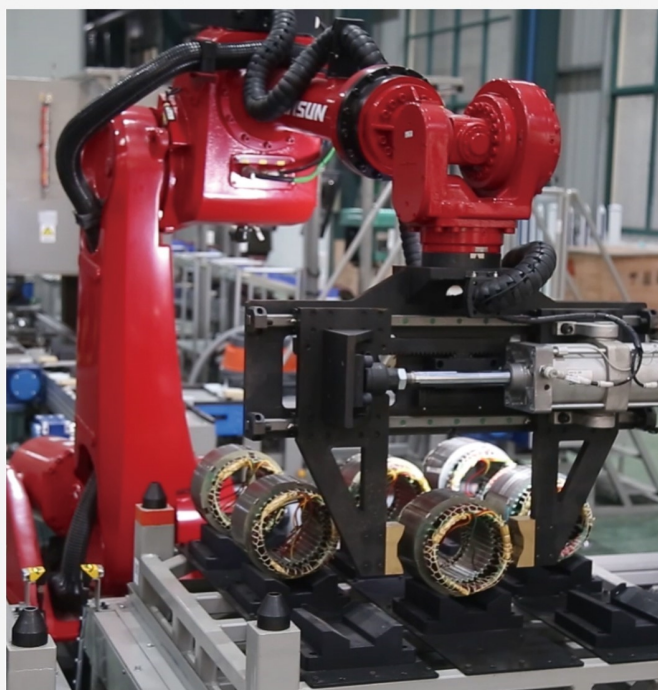
本文全文线上首发由
上海电器科学研究所
(集团) 有限公司
支持

栾茹, 邹洪建.
开关磁阻电机转速调节器参数模糊
自整定的研究.
电机与控制应用, 2021, 48(11): 14.



中国智能制造系统解决方案供应商联盟 (成员)
上海智能制造系统解决方案供应商 (首批)

电机·智能制造



咨询服务

规划设计

设计制造

信息化系统

项目实施



扫码联系
我们

联系人: 黄先锋 手机: 13501892388
上海电器科学研究所 (集团) 有限公司
上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司
上海市武宁路505号9号楼6层

开关磁阻电机转速调节器参数模糊自整定的研究

栾 茹^{1,2}, 邹洪建¹

(1. 北京建筑大学 电气与信息工程学院, 北京 100044;
2. 建筑大数据智能处理方法研究北京市重点实验室, 北京 100044)

摘 要: 开关磁阻电机(SRM)具有较强的非线性, 很难建立其准确的数学模型, 在传统 PID 调速控制中难以获得整个调速范围内 K_p 、 K_i 、 K_d 3 个参数的最优组合。而固定参数的传统 PID 调节器, 不利于系统调速的精准性与抗干扰性。通过分析传统 PID 调节器 3 个参数的控制特点, 主要针对起动、调速、负载扰动等若干状态下, 建立适当的、通用的模糊控制规则, 将模糊控制和 PID 控制相结合, 构成 SRM 的模糊 PID 转速调节器, 实现 K_p 、 K_i 、 K_d 3 个控制参数的自适应调节, 从而获得在整个调速范围内不同负载下较好的调速特性。仿真试验表明, 所提出方法避免了固定参数转速调节器的比例积分环节导致的低速、轻载工况下的转速超调与振荡, 克服了单纯模糊控制所导致的调速误差。

关键词: 开关磁阻电机; PID 调节器; 模糊控制; 自适应; 转速

中图分类号: TM 35 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)11-0014-07

doi: 10.12177/emca.2021.119

Research on Adaptive Parameters Adjustment of Speed Regulator of Switched Reluctance Motor

LUAN Ru^{1,2}, ZOU Hongjian¹

(1. School of Electrical and Information Engineering, Beijing University of Civil Engineering and Architecture, Beijing 100044, China;
2. Beijing Key Laboratory of Intelligent Processing for Building Big Data, Beijing 100044, China)

Abstract: Switched reluctance motor (SRM) has strong nonlinearity, so it is difficult to establish its accurate mathematical model. In the whole speed range of the traditional PID control, the optimal combination of K_p , K_i and K_d is hardly to obtain. The traditional PID regulator with fixed parameters is not suitable for the accuracy and anti-interference of system speed regulation. In order to solve these problems, the control characteristics of three parameters of traditional PID regulator are analyzed. The appropriate and general fuzzy control rules under several states are established, such as starting, speed regulation, load disturbance, etc. Combined with PID control, a fuzzy PID speed regulator of SRM is formed, which realizes the adaptive adjustment of three control parameters K_p , K_i and K_d . So, the better speed regulation characteristics under different loads in the whole speed regulation range are obtained. The simulation results show that the proposed method avoids the speed overshoot and vibration which is caused by the proportional and integral part of the fixed parameter speed regulator under low speed and light load conditions. Meanwhile, it overcomes the speed regulation error caused by simple fuzzy control.

Key words: switched reluctance motor (SRM); PID controller; fuzzy control; adaptive; speed

收稿日期: 2021-03-07; 收到修改稿日期: 2021-10-25

作者简介: 栾 茹(1967—), 女, 博士, 副教授, 研究方向为电机的优化设计与控制。

邹洪建(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为驱动电机的智能化控制。

0 引言

调节器是实现对被调量闭环纠偏的必要组成元件,根据经典控制理论,当被调量所处的系统输入与输出之间存在确定的传递函数关系时,该调节器参数一定具备不变的确定解且具备经典的求解方法;反之,当无法确定被调量所处系统的输入与输出之间函数关系时,则确定该调节器参数相当困难^[1-4]。被调量所处系统的输入与输出之间是强非线性关系时,属于无法确定其中函数关系的那一类情况,确定这样的调节器参数一直是具有很大学术价值的研究命题。开关磁阻电机(SRM)因其独特的双凸极结构以及严重的磁饱和现象,是典型的非线性控制对象,特别是由其构成的驱动系统的输出转速,与该电机的输入(即SRM的转矩)之间是强非线性关系,因此如何准确实现SRM驱动系统转速的闭环控制,一直是电机控制领域的难题^[5-6]。

在认识SRM驱动系统的初期,人们曾试图用简化线性模型来回避其非线性问题,还是沿用传统PID速度调节器将其输出转速构成闭环,进而达到控制速度的效果。例如文献[7]曾建立了以相电流斩波值、导通角、关断角为输入的SRM小信号线性化模型,再利用经典控制理论确定该转速调节器参数。但是,这样的调节器构造出的转速闭环难以适用于SRM驱动系统的整个调速范围,抗负载扰动的性能也存在明显的问题,反映在一定负载条件下的一些转速上,转速调节器参数不合适导致较大转速超调。这是因为SRM本体内的各个物理量之间是强非线性,不能用简化的线性模型来表达这些强非线性数学关系。为了解决SRM这种强非线性问题,众多学者给出了一些可供参考的解决方式。文献[8]设计了一种分数阶PID控制器,选择系统的速度响应构建目标优化函数,采用灰狼优化算法整定调节器,离线计算其最优的参数,但是只取得在较低转速情况下较好的控制效果。文献[9]使用傅里叶变换写出了12/8 SRM的数学解析式,但其推导的数学表达式相当复杂,难以应用到实际系统中。文献[10]对PID调节器引入了BP神经网络,但其控制精度依赖于所取神经元隐含层的层数,隐含层层数较少会造成较大的误差,层数较多会大大降低系统的

响应速度。文献[11]在传统模糊控制器的基础上,根据SRM调速系统历史数据知识库,设计模糊规则,在PWM控制方式下建立转速、电流双闭环控制系统,电流环仍选取经典PID控制器,转速环设计为模糊自适应参数向量群,并在一定的转速误差范围内进行补偿控制,提高模糊控制器的精度和时效性。

本文在总结吸收前辈学者的这些研究成果的基础上,分析SRM各个物理量的逻辑关系,特别是SRM的电压、磁链、转矩与转速之间的关系,据此重新设计SRM驱动系统的控制结构,然后将PID调节器和模糊控制结合起来构成模糊PID调节器,利用模糊规则实现对PID调节器的比例、积分、微分参数的自适应调节,使SRM在整个调速范围内,不论负载如何,都能够在不依赖其精确数学模型的情况下,实现准确而较快的速度调节、无超调。通过MATLAB/Simulink进行调速的仿真试验,对该控制方式的有效性进行验证。

1 建立SRM驱动系统的控制结构

根据SRM的工作原理,定子各相绕组依次施加励磁电压,则产生变化的磁阻,进而产生拖动转子运动的转矩,据此本文建立起图1所示的SRM电磁关系的数学模型,这个过程中需要使用有限元数值计算方法,得到SRM定子各相绕组在电源电压 U 激励下形成的SRM内部瞬态电磁场中定子电流随磁链与位移角的分布 $i(\Psi, \theta)$ 以及由变化的磁阻产生的驱动转矩随电流与位移角的分布 $T(i, \theta)$ 。在非线性问题的求解上,有限元数值计算是一种行之有效的数学工具,本文借助于这一数学工具获得了大量的离散数值结果。

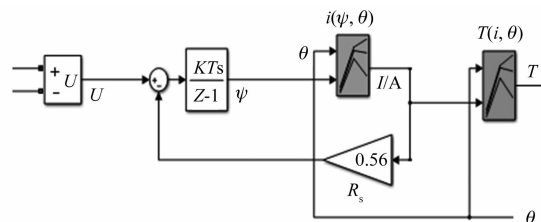


图1 SRM的电磁关系数学模型

SRM逻辑关系中的第二输入与输出关系是指,SRM转子在磁阻转矩 T_e 的拖动下克服负载 T_L 扰动输出被调量转速 ω 。据此本文建立的有

关 SRM 机械平衡关系的数学模型如图 2 所示。

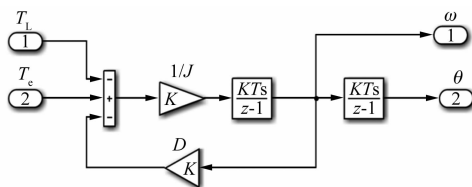


图 2 SRM 的机械模型

梳理图 1 和图 2 的逻辑关系,利用图 2 的逆关系建立起转速外环,换言之,根据 SRM 当前的转速指令反推出其期望转矩,相当于求图 2 的反函数。然后同理,利用图 1 建立起转矩(电流)内环,根据期望转矩反推出所施加的 SRM 励磁电源电压。这种控制关系中只需要设置外环转速环的调节器,而转矩内环采用比较关系与转矩分配函数^[12-13]加以处理,如图 3 所示。可见,本文提出控制结构,重心落在转速调节器上,该调节器参数如前所述,不能采用已知输入与输出之间传递函数的线性模型来确定,因为图 2 所示的机械模型是强非线性的。经过多方比较,本文采用推理机制比较清晰的模糊理论构成 PID 参数的自适应,根据不同的当前转速自动调整该 PID 调节器的 3 个参数,使 SRM 在整个调速范围内,无论负载如何变化,其转速始终均是无超调闭环的,实现对 SRM 驱动系统转速的合理控制。

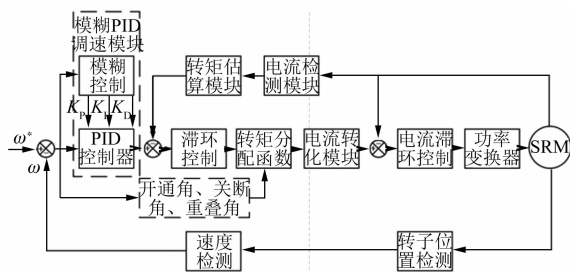


图 3 基于模糊 PID 转速调节器的 SRM 控制结构图

2 SRM 的模糊 PID 调节器

根据图 3 所示的控制逻辑,整个 SRM 驱动系统以速度指令为给定输入,再与该 SRM 实际输出转速的反馈量进行比较,用这个转速差作为转速调节器的输入,则该转速调节器根据该速度差输出一个合理的期望转矩,使得 SRM 的实际输出转速与给定的输入转速不断接近,进而实现了运用

转速调节器纠偏被调量转速,使整个驱动系统的实际转速很快达到指定速度。在这个调节过程中,因为转速调节器处于外环,是主导环,所以该转速调节器参数的取值决定了整个驱动系统的闭环控制是否收敛。特别是当给定输入取不同的转速、负载发生变化时,由于 SRM 的强非线性,不存在固定不变的传递函数,则转速调节器参数必须随着给定输入及负载的变化而相应调整,而这个参数调整过程必须是在无须建立传递函数的前提下自动完成,可见,采用模糊理论实现这种自适应整定调节器参数是十分必要的。

2.1 PID 控制的分析

PID 调节器的基本公式为

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1)$$

式(1)中将期望输出和实际输出的差值 $e(t)$

作为系统的输入,输出为 $K_p e(t)$ 、 $K_i \int_0^t e(t) dt$ 、 $K_d \frac{de(t)}{dt}$ 之和,其中参数 K_p 的主要作用在于加快输出的响应,就 SRM 的转速而言,起动阶段的 $e(t) > 0$,且 $|e(t)|$ 较大,则参数 K_p 应较大,但是较大的 K_p ,在系统即将进入稳态的时候,容易导致转速调节器不收敛而出现过大的转速振荡。

积分参数 K_i 在 PID 控制中的主要目的是消

除稳态误差, K_i 的值越大, $K_i \int_0^t e(t) dt$ 对输出作用越大,而过大的 K_i 会影响到动态性能,使进入稳态时的转速出现较大的超调。

微分环节 K_d 主要作用在于使输出的动态性能得到改善,因为微分环节对输入的变化量有预测作用。在 SRM 驱动系统的运行过程中,微分环节 K_d 能够对该调节器输入侧转速差的变化进行超前修正,抑制该转速差向正负两个方向的变化,加强整个驱动系统闭环后的稳定性,降低其进入稳态时的转速超调量。因此,在 SRM 起动时刻 $e(t) > 0$,而 $\frac{de(t)}{dt} < 0$,为了保证输出转速的快速响应, K_d 的值应该处于较小的范围内;当 SRM 转速进入稳态后, $|e(t)|$ 较小,此时增大 K_d 更有利于抑制输出的变化,增强整个系统的抗干扰性。

可见,一个 PID 调节器的比例、积分、微分环节是相互补充而又相互制约的^[14],若要保证该调节器的被调量始终是闭环收敛,则这 3 个环节的参数必须要平衡,特别是当被调量是强非线性的,则这 3 个参数的关系必须是动态平衡关系。

2.2 模糊 PID 控制器的建立

从图 3 可以看出,本文研究的模糊 PID 调节器的输入为 SRM 驱动系统的给定转速 ω^* 和其输出转速 ω 的差值 $e(t) = \omega^* - \omega$,为了能够及时捕捉转速变化率信息,同时将该转速差的导数 $\frac{de(t)}{dt}$ 作为偏差变化率,设为该模糊 PID 调节器的第二个输入量。根据 2.1 节的分析,SRM 起动时刻,模糊 PID 调节器的输入 $e(t)$ 和 $\frac{de(t)}{dt}$ 较大,则取较大的 K_p 和 K_i 会促使其输出较大的期望转矩,加快整个系统增速逼近给定转速,与此同时,尽量取较小的 K_d ,弱化微分对输出的影响。当转速即将进入稳定阶段时, $e(t)$ 和 $\frac{de(t)}{dt}$ 较小,取较大的 K_d ,使得该调节器输出较为稳定的期望转矩,降低该期望转矩围绕负载转矩的振动幅度,同时调小 K_p 和 K_i ,避免系统出现较大的转速超调和振荡。

本文以一台实际的三相 12/8 极 SRM 为研究对象,为了方便表述模糊量与模糊规则,设输入量 $e(t) = E, \frac{de(t)}{dt} = EC$,并设这 2 个输入 E 和 EC 的基本论域分别为 $[-1\ 500, 1\ 500]$ 、 $[-5\ 000, 5\ 000]$,输入量的模糊论域统一取为 $[-4, 4]$,对该论域进行五等分,即设定 5 个模糊语言值 {NB, NM, ZE, PM, PB},分别代表负大,负小,零,正小,正大。由此可得到,2 个输入的量化因子分别为 $K_E = 4/1\ 000, K_{EC} = 4/5\ 000$,采用加权平均法解模糊,得到模糊输出值 K_p, K_i, K_d 。由于 SRM 的强非线性的特点,在不同的运行情况下难以确立较优的 K_p, K_i, K_d 组合,只能通过大量的仿真试验进行训练,得到参数 K_p, K_i, K_d 的取值范围分别为 $[20, 100]$ 、 $[0.2, 1]$ 、 $[0.016, 0.022]$,同样对这 3 个模糊输出取 5 个模糊语言值, [S, M/S, M, M/H, H], 分别代表极小、小、中、大、极大,均采用图 4 所示的三角形隶属度函数。通过积累该 SRM 的运行试验数据并分析,对 3 个调节器参数的解

模糊化系数分别设为 $K_p = 10, K_i = 0.1, K_d = 0.5$,建立的模糊推理表如表 1~表 3 所示。

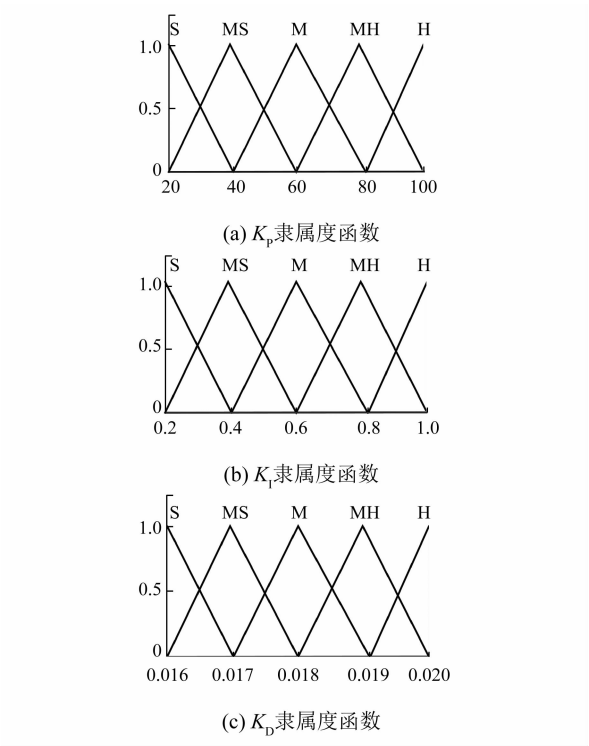


图 4 3 个模糊输出量的三角形隶属度函数分布

表 1 K_p 模糊规则表

E/EC	NB	NM	ZE	PM	PB
NB	PS	PS	PS	PB	PB
NM	PB	PB	PM	PM	ZE
ZE	ZE	ZE	ZE	ZM	PM
PM	ZE	PM	PM	PB	PB
PB	PB	PB	PS	PS	PS

表 2 K_i 模糊规则表

E/EC	NB	NM	ZE	PM	PB
NB	PS	PS	PS	PB	PB
NM	PB	PB	PM	PM	ZE
ZE	ZE	ZE	ZE	ZM	PM
PM	ZE	PM	PM	PB	PB
PB	PB	PB	PS	PS	PS

表 3 K_d 模糊规则表

E/EC	NB	NM	ZE	PM	PB
NB	ZE	ZE	ZM	ZE	ZE
NM	ZM	ZM	PM	ZM	ZM
ZE	ZE	PS	PB	PS	ZE
PM	ZM	ZM	PM	ZM	ZM
PB	ZE	ZE	ZM	ZE	ZE

3 三个调速系统的仿真试验

本文所依托的这台三相 12/8 极 SRM 的结构数据及额定参数列于表 4 中。

表 4 仿真用 12/8 SRM 参数

参数名称	参数值
相数	3
定子极数	12
转子极数	8
额定功率/kW	1.5
额定电压/V	200
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 500
转动惯量/(kg·m ²)	0.001 3

根据表 4 中的数据, 本文运用 Magnet 软件中有限元数值计算功能获得了大量的转矩与位移角度之间、电流和磁链与位移角度之间、电流与转矩之间的离散数据, 图 5 中提供了这些数据的三维分布图, 为转速调节器的模糊推理过程打下了必要的基础。

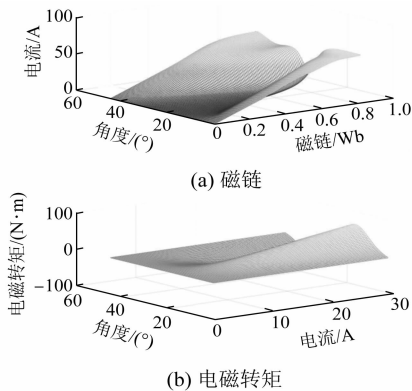


图 5 磁链和电磁转矩随位移角度、电流变化的有限元计算数据三维图

为了检验 2.2 节提出的模糊 PID 转速调节器, 本文选择了 3 种不同的控制方式, 分别为, 固定参数的 PI 调节器、无 PI 环节的模糊调节器、模糊 PID 调节器, 对该台 SRM 分别搭建了 3 种 Simulink 模型进行仿真, 其中用试凑法确定了 PI 调节器的 P 和 I 两个参数, 为了能够减少试凑参数带来的干扰, 去掉了调节器中的微分环节^[15]。首先在初始时刻将给定转速设定为 1 000 r/min, 负载转矩设为 6 N·m, 进入稳态之后降低到

600 r/min, 稳态后再回到 1 000 r/min, 3 个调节器对应的仿真模型的输出端均得到了转速随时间变化的波形, 如图 6 所示。

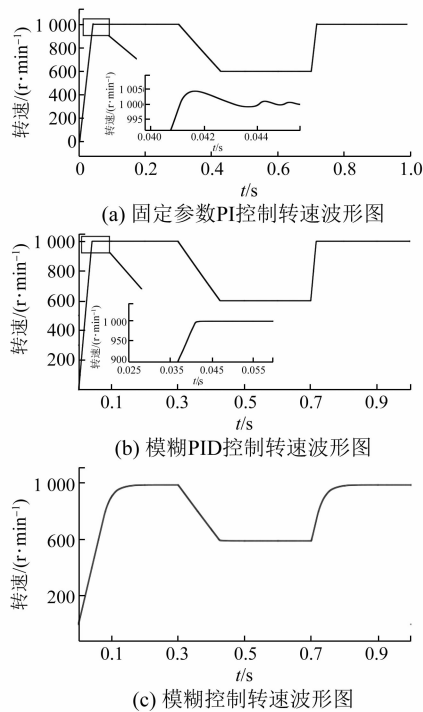


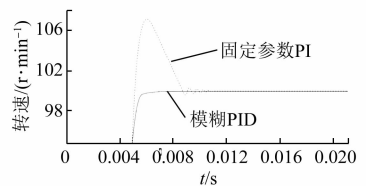
图 6 改变给定转速过程中的 3 个仿真模型的输出转速

由于试凑参数选择合适, 由该固定参数的 PI 调节器构造出的闭环转速约在起动后的 0.1 s 进入稳态, 从图 6(a) 中放大部分可见, 转速进入稳态前略有超调和振荡且稳态后输出转速比给定转速大了 1.4 r/min, 基本上实现了无差, 当给定转速变化时, 该 PI 调节器也能实现较好的跟随性, 使得输出转速跟着给定指令的变化而相应改变到指定的转速; 模糊 PID 调节器控制下的 SRM 同样约在 0.1 s 达到稳态, 且稳态后的输出转速略小于给定转速 0.4 r/min, 当改变给定转速时, 模糊 PID 同样能实现较好的跟随性能; 表现最差的是模糊控制器, 主要缺点是随着给定转速的变化, 其输出转速动态调节时间长, 说明跟随性不如前两个调节器, 而稳态后的输出转速还存在一定的静差, 如图 6(c) 所示, 当将模糊论域进行九等分时, 仍有 8.7 r/min 的静差。模糊控制的输出, 需要一系列的运算时间, 模糊论域等分的越细, 运算时间则越长。因此, 在闭环控制的调节器设置上, 不能只用模糊环节来构造, 必须增加能提高其快速性的因

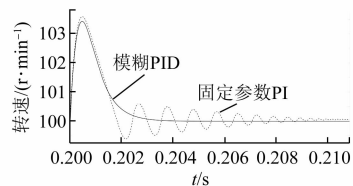
子,如比例因子,有了比例因子,再根据经典控制理论,还需要加进其他因子进行平衡,这就是构造模糊 PID 的必要性。不仅如此,模糊控制中的推理均存在一个最小判断范围,若模糊调节器的输入值降低到模糊论域最小判断范围区间里,模糊推理时便把输入当作 0 来处理,而实际上不是 0。当对模糊论域细化到九等分时,模糊调节器的最终输出还是约有不超 0.9% 的误差。可见,仅仅依靠模糊控制从理论上是无法实现 SRM 无静差调速。因此,根据图 6 的仿真结果,本文否定了模糊调节器的转速闭环控制,接下来只比较剩下的 2 个调节器。

当初始时刻将给定转速设定为较低的 100 r/min,负载转矩设定为轻载 1 N·m,以及将给定转速设定为 100 r/min 稳定后 0.2 s 时刻,负载转矩从 9 N·m 突减至 1 N·m,用固定参数 PI 调节器和模糊 PID 调节器对应的 2 个调速系统对这 2 个过程进行仿真试验,其输出转速比较如图 7 所示。可见,固定参数 PI 调节器暴露出其弊端,一开始轻载加速过程中出现了十分明显的输出转速超调现象,超调量达到了 7 r/min,这在精确调速系统里是不允许出现的,说明固定参数 PI 调节器因其参数不变,只针对某个转速段及一定负载下,本文中是不小于 1 000 r/min 和 4 N·m 能够比较准确调速,但是在小于 100 r/min 的低速范围内,以及轻载条件下,因出现明显的动态超调而无法用于动态性能要求高的调速系统;另外 100 r/min 给定转速下,当出现负载由 9 N·m 突减至 1 N·m 这种大的负载扰动时,如图 7 中的(b)所示,固定参数 PI 调节器下的转速尽管最终能够收敛稳定下来,但存在明显的振荡过程,同样不利于动态性能要求高的调速系统。相比较而言,模糊 PID 调节器在整个调速范围内、不同负载以及大幅度的负载扰动等条件下均表现出稳定、较准确的调速性能。

模糊 PID 之所以能够避免任意速度给定和负载下的转速超调,是因为比例(P)、积分(I)、微分(D)参数随着其输入端转速差的变化情况,根据设定的模糊规则进行自适应调整,而不是固定在某个值上保持不变,以初始给定转速为 1 000 r/min,负载转矩为 6 N·m,先降低到 600 r/min 再回到 1 000 r/min 这个过程为例,这 3



(a) 100 r·min⁻¹给定转速及 1 N·m 负载



(b) 9 N·m 负载突减至 1 N·m 负载

图 7 模糊 PID 与固定参数 PI 调节器转速动态过程的比较

个参数的自适应调整变化情况如图 8 所示。从图 8 中可知,在 SRM 起动一刻($t=0$),模糊 PID 调速控制器的输入 E 和 EC 较大,此时较大的参数 K_p 和 K_i 使输出的期望转矩较大,加快系统达到给定转速,与此同时,参数 K_d 必须很小,防止其降低系统的响应速度。当系统接近稳定阶段时($t=0.1$ s) E 和 EC 较小,较大的参数 K_d 能够稳定其输出端的期望转矩,降低该转矩围绕负载转矩的振动幅度,进而保证转速稳定,同时立即减小参数 K_p 和 K_i ,防止转速出现超调和较大的振荡,而当系统完全稳态后,3 个参数均处于较小数值范围内,来为后续的转速调节做准备。正是这样的自适应调整 3 个参数,才使得该模糊 PID 调节器构造出的转速闭环控制在保证较快的输出速度响应的同时,尽可能的逼近给定转速的设定值,而不会超过该设定值。同样,对于图 7(b)中所呈现的小给定转速下抵抗大幅度负载扰动的过程,模糊 PID 调节器依然表现出参数自适应调整状态,该调整过程如图 9 所示,当 0.2 s 负载从 9 N·m 突减至 1 N·m 时, K_p 和 K_i 同时增大,以迫使该调节器快速抑制因力矩失衡导致的转速快速上升,而 K_d 的增加明显小于前 2 个参数,以避免转速振荡又不影响该调节器的快速性,到了抵抗负载扰动的后期,即过了 0.2 s, K_d 开始发挥主要调节作用,其数值明显增大并变化显著,同时 K_p 和 K_i 明显回落衰退来削弱其影响力,以避免转速回稳前剧烈变化或振荡,当转速重新回到稳态时,3 个参数也重新回到较小数值范围内准备下一次的调节。

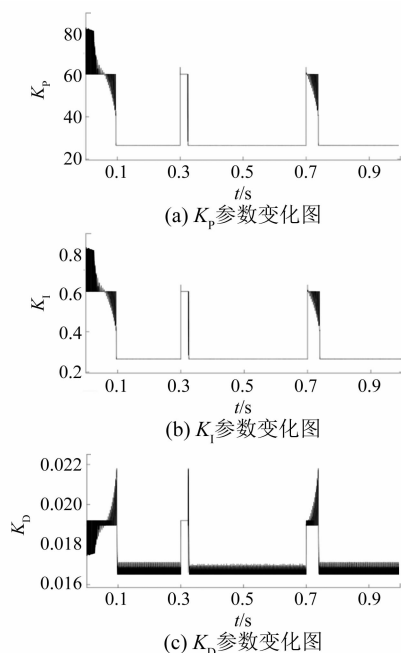


图8 给定转速变化时模糊PID调节器3个控制参数

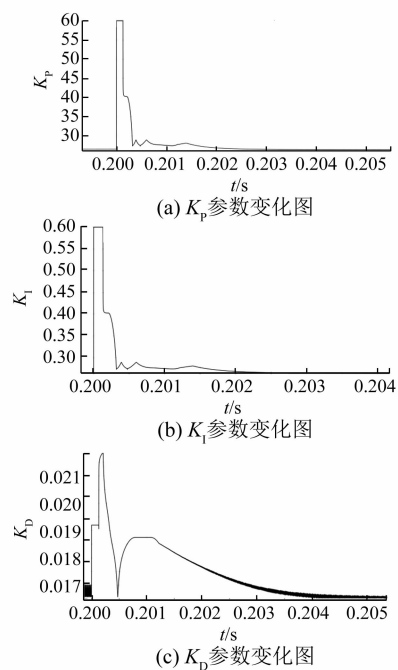


图9 负载扰动过程中模糊PID调节器3个控制参数

4 结 语

针对SRM转速这样的强非线性被调量,本文提出了一种解决其调节器参数的方法。通过将模糊控制和PID控制结合起来,构成模糊PID调速

调节器,利用模糊推理运算实现了其中的比例、积分、微分3个参数的自适应调节,能够更好地适应SRM转速的非线性变化。与传统PI和无PI环节的模糊控制下的仿真试验对比,结果表明,本文提出的转速模糊PID调节器既克服了传统的固定参数PI调节器的转速超调与振荡问题,又解决了单纯运用模糊的调节器转速响应慢、调速误差大的问题,提高了SRM在整个调速范围内的调速性能。

【参考文献】

- [1] GAO S, CAI Y. Design and simulation of flux identification based on RBF neural network for induction motor[C]//2010 International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010), 2010.
- [2] 王宏华. 开关磁阻电动机调速控制技术[M]. 2版. 北京:机械工业出版社, 2014.
- [3] 韩京清. 自抗扰控制技术:估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京:国防工业出版社, 2008.
- [4] YAO S, ZHANG W. A simple strategy for parameters identification of SRM direct instantaneous torque control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3622.
- [5] 夏长亮, 修杰. 基于RBF神经网络非线性预测模型的开关磁阻电机自适应PID控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 57.
- [6] CHEN C, LIU T. Nonlinear controller design for switched reluctance drive systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(4): 1429.
- [7] 曹家勇, 陈幼平, 詹琼华, 等. 开关磁阻电动机控制技术的研究现状和发展趋势[J]. 电机与控制学报, 2002(1): 1.
- [8] 刘勇智, 李杰, 鄯成龙. 开关磁阻电机最优分数阶PID^μ控制器设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(1): 105.
- [9] 许振亮. 12/8极开关磁阻电机调速控制系统研究[D]. 北京:北京交通大学, 2015.
- [10] 蔡燕, 许镇琳, 高超. 基于神经网络非线性模型的开关磁阻电机调速系统动态仿真[J]. 电工技术学报, 2006, 21(8): 25.
- [11] 李林荐. 开关磁阻电机调速系统新型控制策略研究[D]. 无锡:江南大学, 2014.

(下转第26页)

表明,与传统 GSMC 相比,改进全局控制方法明显提高了系统的动态响应速度并保证了系统全局鲁棒性,可满足高精度快响应的伺服加工性能要求。

【参考文献】

- [1] 叶云岳. 直线电机在现代机床业中的应用与发展[J]. 电机技术, 2010(3): 1.
- [2] 连琨, 刘艳萍, 高美卿. 永磁同步电动机矢量控制[J]. 电机与控制应用, 2010, 37(12): 52.
- [3] 张圳, 王丽梅. 永磁同步直线电机自组织概率型模糊神经网络控制[J]. 电气技术, 2020, 21(12): 1.
- [4] 原浩, 赵希梅. 基于积分滑模的永磁直线同步电动机直接推力控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(3): 483.
- [5] 张立伟, 李行, 宋佩佩, 等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增1): 70.
- [6] 宋红姣. 基于反步法的永磁直线同步电机位移跟踪控制研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2020.
- [7] 吴飞, 王杰, 李鹏瀚. 永磁同步电机的改进快速终端滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(9): 9.
- [8] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2012.
- [9] 于清文, 赵海滨, 刘冲, 等. 全局滑模控制仿真实验设计[J]. 实验室科学, 2019, 22(6): 29.
- [10] 张育增, 周睿智, 李帅. 永磁同步直线电机模糊滑模速度控制研究[J]. 电气技术, 2020, 21(12): 23.
- [11] 向凡. 永磁直线同步电机控制系统研究[D]. 石家庄: 石家庄铁道大学, 2019.
- [12] 修春波, 臧亚坤. 改进快速全局滑模控制方法[J]. 控制与决策, 2016, 31(12): 2267.

(上接第 20 页)

- [12] 孙庆国, 吴建华. 基于转矩分配函数在线修正的开关磁阻电机转矩脉动抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(12): 1.
- [13] 费晨, 颜建虎, 汪盼, 等. 基于遗传算法和转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 6.
- [14] 程勇, 曹晓晓. 基于模糊自适应 PID 的开关磁阻电机滞环-脉宽调制直接瞬时转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(1): 40.
- [15] 王勉华, 彭田野, 胡春龙. 基于模糊自适应 PI 控制的 SRM 直接瞬时转矩控制系统[J]. 电机与控制应用, 2014, 41(6): 1.

欢迎订阅 2022 年《电机与控制应用》

2021 年在邮局漏订的读者, 可联系编辑部补订, 具体请咨询编辑部

地址: 上海市武宁路 505 号《电机与控制应用》编辑部

邮编: 200063

电话: 021-62574990-462

邮箱: eec@seari.com.cn

国内邮发代号: 4-199

每册定价: 15.00 元

全年定价: 180.00 元