

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*

程 勇, 曹晓晓

(西安科技大学 电气与控制工程学院, 陕西 西安 710054)

摘 要: 开关磁阻电机(SRM)具有转矩脉动较大的特点。提出一种结合滞环控制和脉宽调制(PWM)的直接瞬时转矩控制策略解决此类问题。分析了转矩在控制过程中出现大波动的机理,制订了单相区和换相区不同控制方法。考虑到转矩在不同条件下输出特性,将 PWM 等效策略引入滞环限间,优化了转矩控制效果。加入了模糊自适应 PID 控制器,提高系统响应性能。仿真结果表明该控制策略响应速度快,能有效地抑制 SRM 的转矩脉动。

关键词: 开关磁阻电机; 直接瞬时转矩控制器; 模糊自适应 PID 控制器; 脉宽调制; 转矩脉动

中图分类号: TM 352 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)01-0040-08

Hysteresis-Pulse Width Modulation Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Motor Based on Fuzzy Adaptive PID Controller*

CHENG Yong, CAO Xiaoxiao

(College of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology,
Xi'an 710054, China)

Abstract: Switched reluctance motor (SRM) had the characteristics of torque ripple. A direct instantaneous torque control strategy combining hysteresis control and pulse width modulation (PWM) was proposed. Based on the analyses on the mechanism of large fluctuations in torque during control process, different control methods were formulated for single-phase and commutation zones. Considering the output characteristics of torque under different conditions, the PWM equivalent strategy was introduced into the hysteresis limit interval to optimize the torque control effect. Fuzzy adaptive PID controller was added to improve the response performance of the system. The simulation results showed that the control strategy had a fast response and could suppress the torque ripple of the SRM effectively.

Key words: switched reluctance motor (SRM); direct instantaneous torque controller; fuzzy adaptive PID controller; pulse width modulation (PWM); torque ripple

0 引 言

开关磁阻电机(SRM)具有结构简单、起动转矩大、运行可靠、调速范围宽以及成本低廉等优点,是一种具有发展潜力的新一代调速电机^[1]。

但由于 SRM 自身的双凸极结构和时变的非线性电磁特性,转矩脉动较大是其较为突出的缺点,会带来转矩波动和噪声、振动等问题^[2-3],影响电机系统的稳定性,制约了 SRM 的推广与应用。因此,有效抑制转矩脉动成为研究热点^[4-7]。

* 基金项目: 陕西省科技厅工业公关项目(2016GY-064); 陕西省重点实验室后补助资助项目(2014SSJ2002); 陕西省教育厅专项项目(2013JK1002)

作者简介: 程 勇(1979—),男,副教授,研究方向为电气系统非线性控制、电机控制和电力电子技术。

曹晓晓(1990—),女,硕士研究生,研究方向为开关磁阻电机及其控制。

通过改变控制策略可以优化输出转矩。文献[8]首次将变结构控制应用于 SRM 控制中,无须事先掌握电机的特性数据,将转矩脉动看做系统干扰,非线性看作增益偏差,通过系统控制减小 SRM 的转矩脉动。文献[6,9-11]研究了 SRM 的静态矩角特性,根据转矩分配函数(TSF)的特性,优化相关系统设置,实现在线调整,利用加权函数等方法实现转矩脉动的抑制。文献[4,12-13]将 PI 和 BP 神经网络等运用到直接转矩控制器上完成电机的直接转矩控制。

以瞬时转矩作为控制对象是目前较为有效的方法,根据转矩偏差来调整功率器件的导通情况。文献[7]采用内、外双滞环的控制方法,使两相绕组配合工作,两相同时产生的转矩之和等于要控制的瞬时转矩,通过调节滞环阈值实现转矩脉动的抑制。

文献[14]在换相的不同阶段对不同的相绕组分别进行 TSF 的在线补偿,从而实现电机在换相阶段总转矩脉动的抑制。文献[15]通过控制电流实现 SRM 的瞬时转矩控制,从而降低转矩脉动。文献[16]提出一种结合直接瞬时转矩控制(DITC)和 PWM 的控制方法,依据基础电

压矢量进行控制,对每相电压占空比进行实时调整来抑制转矩脉动。文献[17]提出一种将模糊逻辑与 PI 控制相结合的变论域模糊 PI 控制策略。

本文通过对转矩特性的分析提出了基于模糊自适应 PID 控制器的滞环 PWM 直接瞬时转矩控制算法(HYPWM-DITC)。该方法将瞬时转矩作为直接控制量,并运用模糊自适应 PID 自动在线调节速度,将滞环策略和 PWM 策略相结合,2 种算法相互补充,对单相导通区和换相导通区分别进行相应的控制策略,实现了大误差下的滞环策略和小误差下的 PWM 等效控制,实现高性能转矩控制。

1 传统 SRM 的 DITC 滞环控制系统

DITC 滞环控制系统主要包括 SRM、不对称半桥式功率变换器、转速控制模块、转矩滞环控制模块、工作区间判断模块等。速度误差经过 PID 运算得到参考转矩,参考转矩与瞬时转矩的偏差经过转矩滞环控制单元产生开关信号作用在不对称功率转换器上,从而实现瞬时转矩控制。DITC 滞环控制系统框图如图 1 所示。

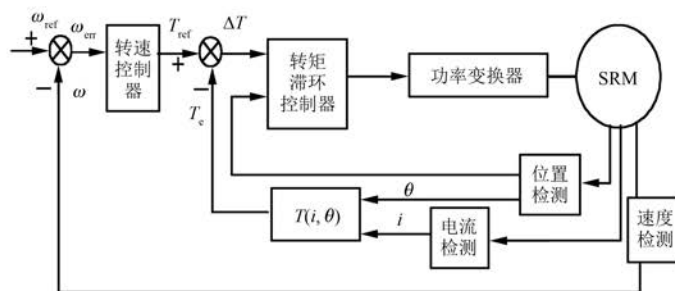


图 1 DITC 滞环控制系统框图

1.1 不对称半桥式功率变换器及开关状态分析

控制系统中的驱动电路采用如图 2 所示的不对称半桥电路。其中, E 为直流电压源, $S1 \sim S6$ 为全控型开关管, $VD1 \sim VD6$ 为续流二极管, A、B、C

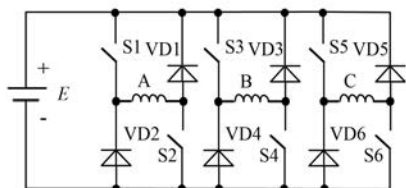


图 2 不对称半桥电路

表示三相 SRM 的绕组。各相绕组独立驱动,相电压状态如图 3 所示。

以其中的第 k 相绕组导通为例, S_{kU} 和 S_{kD} 导

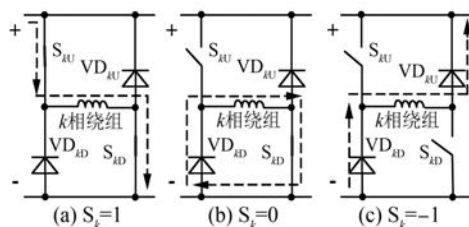


图 3 相绕组电压状态

通时,第 k 相绕组正向导通,绕组施加 $+U_{DC}$,进入励磁状态,设定为状态1,电磁转矩可以快速增加,如图3(a); S_{ku} 断开、 S_{kd} 导通时,第 k 相绕组正向导通,进入续流状态,电压为零,设定为状态0,如图3(b); S_{ku} 和 S_{kd} 断开时,第 k 相绕组反向放电,电压为 $-U_{DC}$,绕组电流迅速减小,绕组能量快速释放给电源,电磁转矩可以快速减小,进入放电状态,设定为状态-1,如图3(c)。

1.2 瞬时转矩公式

SRM的运行遵循磁阻最小原理,即磁通总要沿着磁阻最小的路径闭合。SRM在工作过程中的磁共能表达式为

$$W_c(\theta, i_k) = \int_0^i \psi_k(\theta, i_k) di_k = \int_0^i L_k(\theta, i_k) i_k di_k \quad (1)$$

式中: θ ——转子位置角度;

i_k ——第 k 相电流;

ψ_k ——第 k 相磁链;

L_k ——第 k 相电感。

ψ 为关于转子位置及相电流的函数,当电流恒定时,转矩方程可以简化为

$$T_k \approx \frac{\partial W_c(\theta, i_k)}{\partial \theta}, \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (2)$$

式中: m ——相数;

T_k ——第 k 相的瞬时转矩。

当忽略磁链饱和效应时, L_k 与相电流无关,仅为位置角 θ 的函数,可得电磁转矩近似公式为

$$T_k(\theta, i_k) \approx \frac{1}{2} i_k^2 \frac{\partial L_k}{\partial \theta}, \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (3)$$

由式(4)可得,SRM的电磁转矩由转子转动时气隙磁导变化产生,电磁转矩的大小与电流的平方成正比,电流的方向并不影响转矩的方向。转矩是位置角和电流的非线性函数,且在完整的极距角内,分成了正半周和负半周输出。实际上,由于检测噪声、自身数值较小、互感特性等因素的制约,难以获得精确的SRM电感随位置角变化信息,因此控制极距角正半周范围内的绕组电压从而控制电机的电流和绕组的能量,尤其是在释放能量时应该由慢到快,逐渐减弱输出的转矩和绕组能量,如果过早加入“-1”有可能带来转矩波动甚至系统振荡,本文控制方法思想正是由此而来。

1.3 滞环控制策略

DITC最重要的特点是不受精确转矩数学模型的影响,把瞬时转矩作为直接控制变量,根据速度环所产生的参考转矩与反馈转矩之间的偏差,来选择各导通相的状态即开通和关断,控制绕组不同位置的输入能量和输出转矩^[7]。滞环控制是一种不依赖控制对象数学模型,而通过误差限改变对象通电状态的控制方法。这种方法简单易操作,但是滞环策略不在误差限内发出指令,也可以认为该策略存在“控制盲区”,同时若误差限过小则易引起系统开关振荡,甚至超出开关器件所能承受的最大开关频率。

三相绕组转矩和位置角关系如图4所示。

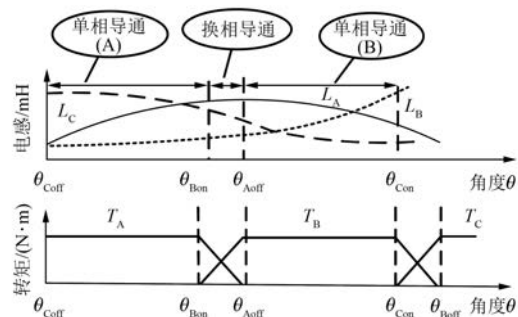


图4 转矩与位置角的关系

以A相和B相为例说明导通区间关系。当

位置角在 $\theta_{Coff} \sim \theta_{Bon}$, A相单相导通, $\frac{\partial L_A}{\partial \theta} > 0$, A相产生正转矩。该相可能的开关状态有“1”、“0”、“-1”。当转矩误差 ΔT 为递增时: $\Delta T > \Delta T_{min}$ 时输出开关信号 $S = 1$; $-\Delta T_{min} \leq \Delta T \leq \Delta T_{min}$ 时,输出开关信号 $S = 0$; $\Delta T < -\Delta T_{max}$ 时,输出开关信号 $S = -1$ 。当转矩误差 ΔT 为递减时: $\Delta T > -\Delta T_{min}$ 时,输出开关信号 $S = 1$; $-\Delta T_{max} \leq \Delta T \leq \Delta T_{min}$ 时,输出开关信号 $S = 0$; $\Delta T < -\Delta T_{max}$ 时,输出开关信号 $S = -1$ 。当

位置角在 $\theta_{Bon} \sim \theta_{Aoff}$, $\frac{\partial L_B}{\partial \theta} > 0$ 并且足够大,此时B相进入换相,增加输出转矩主要由B相(即将导通相)承担,减少输出转矩主要由A相(即将关断相)承担,此时B相以 θ_{Bon} 为开通角,A相到 θ_{Aoff} 结束。当转矩误差 ΔT 为递增时: $\Delta T > \Delta T_{max}$ 时,输出开关信号 $S_A = 1, S_B = 1$; $\Delta T_{min} \leq \Delta T \leq \Delta T_{max}$ 时,输出开关信号 $S_A = 0, S_B = 1$; $0 < \Delta T < \Delta T_{min}$ 时,输出开关信号 $S_A = 0, S_B = 0$; $\Delta T < 0$ 时,输出开关信号 $S_A =$

$-1, S_B = 0$ 。当转矩误差 ΔT 为递减时: $\Delta T < -\Delta T_{\max}$ 时, 输出开关信号 $S_A = -1, S_B = 0$; $-\Delta T_{\max} \leq \Delta T \leq -\Delta T_{\min}$ 时, 输出开关信号 $S_A = 0, S_B = 0$ 。 $-\Delta T_{\min} \leq \Delta T \leq \Delta T_{\min}$ 时 $S_A = 0, S_B = 1$; $\Delta T > 0$ 时, 输出开关信号 $S_A = 1, S_B = 1$ 。在换相区对即将开通相施加“1”和“0”信号可以快速增加转矩, 对即将关断相施加“-1”和“0”信号可以快速减小转矩, 从而可以有效地减小转矩脉动^[7]。之后 B 相到 C 相、C 相到 A 相的换相过程以此类推。

2 HYPWM-DITC 策略

滞环控制方法是一种常见的误差控制方法, 其结构简单, 应用广泛。滞环控制方法的有效性

与误差限的设置有关: 如果误差限较小, 那么转矩响应快但是开关频率较高; 如果误差限较大, 那么达不到转矩脉动抑制目的, 系统的响应速度也降低了。更重要的是, 在误差限间滞环策略不起作用, 通常系统自由响应, 这样就容易引起系统超调和振荡。基于滞环控制器的不足, 本文提出一种 HYPWM-DITC 策略。这种方法兼顾了滞环策略和 PWM 等效策略, 即大误差范围采用滞环策略使系统能够快速响应, 做出判断, 当误差收敛到误差限范围内时, 利用 PWM 的冲量等效原则产生 PWM 周期下控制电平间的等效值实现对绕组电流和输出转矩的闭环控制。HYPWM-DITC 系统框图如图 5 所示。

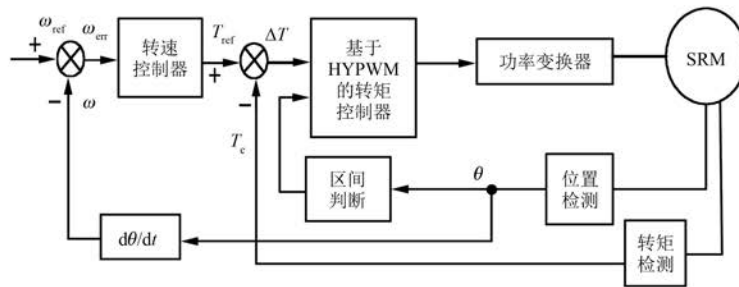


图 5 HYPWM-DITC 系统框图

HYPWM-DITC 输出转矩由转矩传感器直接测得, 速度误差经过速度控制器运算和限幅得到参考转矩, 参考转矩与瞬时转矩的比较得到转矩误差 ΔT 。根据转子位置角判断每相是处于单相导通区还是换相导通区。基于滞环内外滞环限的设定, 根据转矩误差与转矩脉动率的期望值, 设置上限阈值 δ 和下限阈值 $-\delta$, 将转矩误差分成三部分并且分别进行控制。

转矩脉动公式为

$$K_T = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{av}} \times 100\% \quad (4)$$

式中: $T_{\max}$ 、 $T_{\min}$ 、 T_{av} ——电机进入稳态后的最大电磁转矩、最小电磁转矩、平均电磁转矩。

T_{av} 可以由速度控制器输出的参考转矩 T_{ref} 近似替代。因此滞环限设置要根据转矩脉动率和实际开关指令频率来选取, 如果期望转矩脉动率为 γ , 则可以选取阈值 $\delta = \frac{1}{2} T_{ref} \gamma$, 滞环限间的转矩误差则归一化到 ± 1 之间。考虑到在滞环限间, 直接

施加 $\pm U_{DC}$ 将会迅速充放电, 引起转矩脉动, 因此采用 PWM 策略中的冲量等效原则可以减小每个周期内的输出电压值。这样将两种方法的优点相互结合, 实现高效的转矩控制。单相导通区的控制策略如图 6(a) 所示; 换相导通区即将关断相的控制策略如图 6(b) 所示; 换相导通区即将开通相的控制策略如图 6(c) 所示。

转矩误差记为 ΔT , 在每一个三角载波周期采用一个转矩误差, 记为 ΔT_1 , 粗实折线为三角载波, δ 为阈值上限, $-\delta$ 为阈值下限, S_d 为电压状态, T_s 为 PWM 周期。在单相导通区和换相导通区的即将关断相, 用双极性三角载波对转矩误差进行调制; 在换相导通区, 对于即将开通相, 用单极性三角载波对转矩误差进行调制。为了便于描述, 这里定义 PWM 调制后的输出电压有 $+U_{DC}$ 和 $-U_{DC}$ 两种电平, 则称为双极性 PWM (BPWM); 输出电压有 $+U_{DC}$ 和 0 两种电平, 则称为正单极性 PWM (PUPWM); 输出电压有 $-U_{DC}$ 和 0 两种电平, 则称为负单极性 PWM (NUPWM)。

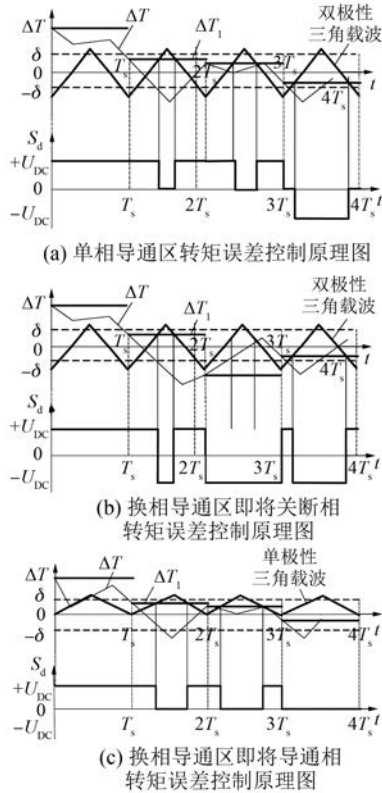


图6 HYPWM-DITC 转矩控制器工作原理图

在单相导通区,控制策略为

$$S_d = \begin{cases} +U_{DC}, & \Delta T_1 \in (\delta, +\infty) \\ \text{PUPWM}, & \Delta T_1 \in [0, \delta] \\ \text{NUPWM}, & \Delta T_1 \in [-\delta, 0) \\ -U_{DC}, & \Delta T_1 \in (-\infty, -\delta) \end{cases} \quad (5)$$

具体分析如下。

(1) 当 $\Delta T_1 > \delta$ 时,说明输出转矩有较大的不足,选择输出逻辑控制信号“+1”给功率变换器,绕组施加 $+U_{DC}$,进入快速励磁状态。

(2) 当 $\Delta T_1 < -\delta$ 时,说明输出转矩过大,选择输出逻辑控制信号“-1”给功率变换器,绕组施加 $-U_{DC}$,进入快速放电状态。

(3) 当 $\Delta T_1 \in [0, \delta]$ 时,在转矩误差限内,说明输出转矩有较小的不足,采用冲量等效的 PUPWM。在一个三角载波周期内,当 ΔT_1 大于三角载波时,输出逻辑控制信号“+1”给功率变换器,绕组施加 $+U_{DC}$;当 ΔT_1 小于三角载波时,输出逻辑控制信号“0”给功率变换器,绕组施加 0 电压。

(4) 当 $\Delta T_1 \in [-\delta, 0)$ 时,在转矩误差限内,说明输出转矩有较小的超量,采用冲量等效的

NUPWM。在一个三角载波周期内,当 ΔT_1 大于三角载波时,输出逻辑控制信号“0”给功率变换器,绕组施加 0 电压;当 ΔT_1 小于三角载波时,输出逻辑控制信号“-1”给功率变换器,绕组施加 $-U_{DC}$ 。

当电机工作在换相导通区时,即将开通相需要快速增大转矩,即将关断相需要快速减小转矩,以保证合成转矩产生较小波动。对于即将关断相,转矩误差控制策略为

$$S_d = \begin{cases} +U_{DC}, & \Delta T_1 \in (\delta, +\infty) \\ \text{BPWM}, & \Delta T_1 \in [-\delta, \delta] \\ -U_{DC}, & \Delta T_1 \in (-\infty, -\delta) \end{cases} \quad (6)$$

具体分析如下。

(1) 当 $\Delta T_1 > \delta$ 时,说明输出转矩有较大的不足,选择输出逻辑控制信号“+1”给功率变换器,绕组施加 $+U_{DC}$,进入快速励磁状态。

(2) 当 $\Delta T_1 < -\delta$ 时,说明输出转矩过大,选择输出逻辑控制信号“-1”给功率变换器,绕组施加 $-U_{DC}$,进入快速放电状态。

(3) 当 $\Delta T_1 \in [-\delta, \delta]$ 时,在转矩误差限内,输出转矩上下波动,采用冲量等效的 BPWM。在一个三角载波周期内,当 ΔT_1 大于三角载波时,输出逻辑控制信号“+1”给功率变换器,绕组施加 $+U_{DC}$;当 ΔT_1 小于三角载波时,输出逻辑控制信号“-1”给功率变换器,绕组施加 $-U_{DC}$ 。

对于即将开通相,转矩误差控制策略为

$$S_d = \begin{cases} +U_{DC}, & \Delta T_1 \in (\delta, +\infty) \\ \text{PUPWM}, & \Delta T_1 \in [0, \delta] \\ 0, & \Delta T_1 \in (-\infty, 0) \end{cases} \quad (7)$$

具体分析如下。

(1) 当 $\Delta T_1 > \delta$ 时,说明输出转矩有较大的不足,将逻辑控制信号“+1”给功率变换器,绕组施加 $+U_{DC}$,进入快速励磁状态。

(2) 当 $\Delta T_1 < 0$ 时,说明输出转矩过大,为了减慢转矩的减小,将逻辑控制信号“0”给功率变换器,绕组施加 0 电压,进入续流状态。

(3) 当 $\Delta T_1 \in [0, \delta]$ 时,在转矩误差限内,说明输出转矩有较小的不足,采用冲量等效的 PUPWM。在一个三角载波周期内,当 ΔT_1 大于三角载波时,输出逻辑控制信号“+1”给功率变换器,绕组施加 $+U_{DC}$;当 ΔT_1 小于三角载波时,输出逻辑

控制信号“0”给功率变换器,绕组施加 0 电压。从而有效控制瞬时转矩,达到抑制转矩脉动的目的。

3 模糊自适应 PID 控制器

模糊自适应 PID 控制器以速度误差 e 与速度误差变化率 ec 来进行模糊推理以确定 PID 控制器参数。模糊推理系统的输入量为误差 e 以及误差变化率 ec ,而其输出量为 PID 的 3 个参数 $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$,这样就保证 PID 3 个参数根据被控模型的变化在线自适应调节,使其满足不同时刻的要求,改善了系统的调速性能。模糊自适应 PID 控制系统原理如图 7 所示。

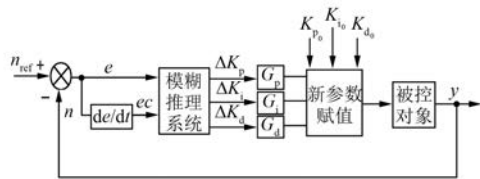


图 7 模糊自适应 PID 控制系统原理图

3.1 隶属函数的建立

电机的给定速度为 800 r/min,由于输入的速度误差 e 和速度误差变化率 ec 是精确值,需要将其根据模糊语言转换成模糊量 E 和 EC ,取 e 的基本论域为 $[-800, 800]$, ec 的基本论域为 $[-7\ 000, 7\ 000]$; E 和 EC 的模糊论域均取 $[-6, 6]$,取 7 个模糊语言值 $\{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB\}$,分别代表负大、负中、负小、零、正小、正中、正大。采用三角形隶属函数,量化因子 K_e 为 $6/800$, K_{ec} 为 $6/7000$ 。

采用加权平均法解模糊得到模糊输出值 $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$,论域均取 $[-6, 6]$,采用三角形隶属函数,取 7 个模糊语言值 $\{NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB\}$,分别代表负大、负中、负小、零、正小、正中、正大。模糊输出值再转化到 PID 基本论域中,将其与 PID 控制器初始值相加得到在线调整新参数。

3.2 模糊控制规则的建立

在模糊自适应控制系统中,通过连续的采样,得到误差 e 和误差变换率 ec 的值及其变化趋势,根据其值以及变化趋势来对 PID 3 个参数进行在线调整。模糊控制规则是模糊自适应 PID 控制器的关键,根据实际经验, PID 3 个参数的输出规则如下。

(1) 当 e 较大时, K_p 取值大一些,以提高系统的响应;在起动阶段,为防止调节系统出现过飽和而使控制作用超出允许范围, K_d 应取较小值。

(2) 当 e 为中等大时,为了减小系统的超调, K_p 取较小值, K_d 直接影响系统的响应速度,为此 K_d 应当根据情况取值,一般取中间值。

(3) 当 e 较小时,为使系统获得良好的稳定性,应增加 K_d 和 K_i 的值。同时为了防止系统出现振荡并提高系统的抗干扰性,微分系数 K_d 取值较为关键。通常情况下,在 ec 较小时, K_d 应取大一些;而当 ec 较大时, K_d 取值应当小一些^[17]。

根据模糊规则建立的模糊推理表如表 1 ~ 表 3 所示。

表 1 K_p 模糊推理表

K_p	e						
	NB	NM	MS	ZO	PS	PM	PB
ec	NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO
	NM	PB	PB	PM	PM	PS	ZO
	NS	PM	PM	PM	PM	ZO	NS
	ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM
	PS	PS	PS	ZO	NM	NS	NM
	PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NB
	PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB

表 2 K_i 模糊推理表

K_i	e						
	NB	NM	MS	ZO	PS	PM	PB
ec	NB	NB	NB	NM	NS	ZO	ZO
	NM	NB	NB	NS	NS	ZO	ZO
	NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS
	ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM
	PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM
	PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB
	PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB

表 3 K_d 模糊推理表

K_d	e						
	NB	NM	MS	ZO	PS	PM	PB
ec	NB	PS	NS	NL	NB	NB	NM
	NM	PS	NS	NL	NM	NM	NS
	NS	ZO	NS	NM	NM	NS	NS
	ZO	ZO	NS	NS	NS	NS	NS
	PS	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO	ZO
	PM	PB	NS	PS	PS	PS	PB
	PB	PB	NM	PM	PM	PS	PB

4 系统仿真与分析

为了验证本文所提 HYPWM-DITC 策略的可行性,在 MATLAB/Simulink 中建立仿真模型,对 1 台三相 6/4 极 SRM 进行仿真。电机额定电压为 240 V,额定功率为 5 kW。在 DITC 滞环控制仿真中,开通角设为 5°,关断角设为 40°。转矩控制器的内滞环限为 0.3 N·m,外滞环限为 0.5 N·m。负载转矩由 3 N·m 向 10 N·m 跃变,给定转速 n 为 800 r/min。在 HYPWM-DITC 系统中,开通角设为 5°,关断角设为 37°,转速 n 设为 800 r/min,负载由 3 N·m 突变为 10 N·m,阈值选为 0.5 N·m。经过仿真得出 DITC 滞环控制的波形图如图 8 所示。基于模糊自适应 PID 控制的 HYPWM-DITC 系统的波形图如图 9 所示。

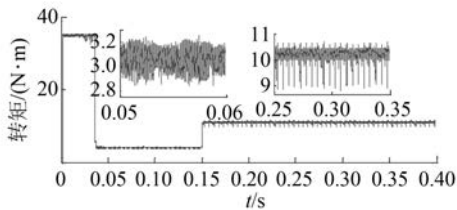


图 8 DITC 滞环控制系统波形图

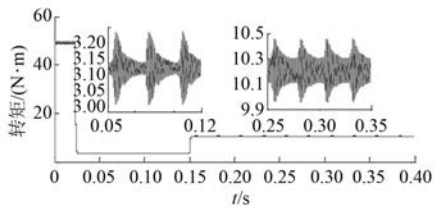


图 9 基于模糊自适应 PID 控制的 HYPWM-DITC 系统波形图

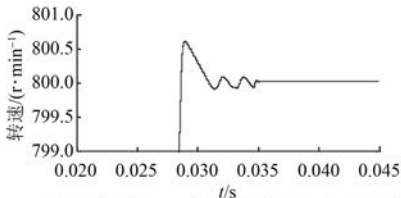
对比图 8 和图 9 仿真结果可知,以 800 r/min 的速度起动,基于模糊自适应 PID 控制的 HYPWM-DITC 系统转矩波动较为平稳,转矩大波动出现在换相阶段,此时从每一相的实时转矩可以看出,即将关断相的转矩在即将开通相转矩开始增大的下一时刻开始减小,控制策略可以有效实施。DITC 滞环系统在电机稳定运行时存在向下的较大尖峰转矩。对比结果如表 4 所示。

对比电机在传统 PID 速度控制器和模糊自适应 PID 控制器时的调速性能,在 HYPWM-DITC 控制策略下,给定转速 800 r/min,给定负载

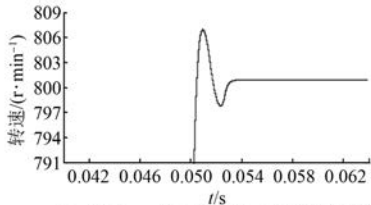
表 4 转矩对比分析

控制系统	滞环 DITC	HYPWM-DITC
	系统	系统
电机稳定运行时转矩波动范围	2.85~3.18	3.02~3.18
电机稳定运行时转矩波动值	0.33	0.16
负载突变时转矩波动范围	8.7~10.5	9.95~10.45
负载突变时转矩波动值	1.8	0.5

3 N·m,起动时 2 种 PID 速度调节系统转速响应波形图如图 10 所示。对比结果如表 5 所示。在电机稳定运行时给电机施加新的给定负载 10 N·m,2 种 PID 速度调节系统的转速响应波形图如图 11 所示。对比结果如表 6 所示。模糊自适应 PID 控制器具有较小的超调和响应速度。

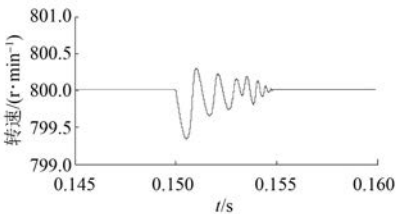


(a) 模糊自适应PID控制器转速响应波形图

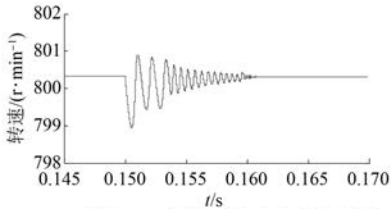


(b) 传统PID控制器转速响应波形图

图 10 起动时转速响应波形图



(a) 模糊自适应PID控制器转速响应波形图



(b) 传统PID控制器转速响应波形图

图 11 负载突变时转速响应波形图

表 5 系统起动性能对比

转速	传统 PID	模糊自适应 PID
超调量/%	0.875	0.075
响应时间/s	0.005	0.027
稳定时间/s	0.054	0.035

表 6 负载突变时转速响应

参数名称	传统 PID	模糊自适应 PID
转速差/($r \cdot \min^{-1}$)	2.0	0.9
响应时间/s	0.100	0.005

5 结 语

本文基于 SRM 的 DITC 滞环控制,提出了一种新型的 HYPWM-DITC 策略,考虑到滞环控制器的滞环限间“盲区”系统自由响应带来的转矩波动的缺点,在单向导通区和换相导通区采用不同的控制方法,同时将传统 PID 速度控制器替换为模糊自适应 PID 速度控制器。仿真分析表明,该系统有效地降低了转矩脉动,改善了系统的调速性能。

【参考文献】

- [1] 孙建忠,白凤仙.特种电机及其控制[M].北京:中国水利水电出版社,2005.
- [2] 王宏华.开关磁阻电机电动机调速控制技术[M].北京:机械工业出版社,2014.
- [3] 王勉华,邢幸.开关磁阻电机直接转矩滑模变结构控制[J].电机与控制应用,2017,44(6): 35.
- [4] CHEOK A D, FUKUDA Y. A new torque and flux control method for switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(4): 543.
- [5] INDERKA R B, DONCKER R W D. Direct instantaneous torque control of switched reluctance drives[C] // IEEE 37th IAS Annual Meeting, 2002: 1605.
- [6] CHOI C, KIM S, KIM Y, et al. A new torque control method of a switched reluctance motor using a torque-sharing-function [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(5): 3288.
- [7] 漆汉宏,张婷婷,李珍国,等.基于 DITC 的开关磁阻电机转矩脉动最小化研究[J].电工技术学报, 2007, 22(7): 136.
- [8] BUJA G S, MENIS R, VALLA M I. Variable structure control of an SRM drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1993, 40(1): 56.
- [9] 杨光,杨明发,石凯.基于转矩分配的开关磁阻电机转矩脉动抑制的研究[J].电工电能新技术, 2017, 36(12): 8.
- [10] 杨彬,张广明,王德明,等.基于交叉补偿型转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制系统设计[J].电机与控制应用, 2016, 43(10): 46.
- [11] 王喜莲,许振亮,王翠.开关磁阻电机转矩脉动与铜耗最小化控制研究[J].电机与控制学报, 2015, 19(7): 52.
- [12] YE J, BILGIN B, EMADI A. An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1457.
- [13] 李孟秋,杨茂骑,任修勇,等.基于 BP 神经网络的开关磁阻电机直接转矩控制系统及实现[J].电力系统及其自动化学报, 2017, 29(1): 52.
- [14] 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.
- [15] 张崇娇,沈小林.基于电流追踪的开关磁阻电机转矩脉动抑制研究[J].微特电机, 2018, 46(1): 5.
- [16] 朱叶盛,章国宝,黄永明.基于 PWM 的开关磁阻电机直接瞬时转矩控制[J].电工技术学报, 2017, 32(7): 31.
- [17] 赵天宇,苏庆宇.基于变论域模糊控制的无刷直流电机转速问题[J].电机与控制应用, 2017, 44(11): 6.

收稿日期: 2018-10-27