

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2012.04.011

# 基于模型参考自适应的异步电机矢量控制系统

冯鹏辉, 谭 兮, 刘国营, 孙延军

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

**摘要:** 以异步电动机矢量控制的基本方程式为基础, 构建了一个无速度传感器矢量控制系统。该系统的转速估计采用模型参考自适应控制理论, 并对自适应机构以分段变参数方式进行改进, 以提高估计速度和精度; 转速调节器利用模糊自适应PI进行改进, 以提高异步电机的可靠性和鲁棒性。仿真结果表明, 该控制系统动态性能良好, 转速估计能快速准确地跟踪, 系统具有较强的鲁棒性和稳定性。

**关键词:** 矢量控制; 模糊自适应; 无速度传感器; MRAS

**中图分类号:** TM343

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1673-9833(2012)04-0046-06

## Vector Control of Asynchronous Motor Based on Model Reference Adaptive System

Feng Penghui, Tan Xi, Liu Guoying, Sun Yanjun

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

**Abstract:** A speed sensorless vector control system was established based on the fundamental equation of vector control of asynchronous motor. The theory of model referencing adaptive control was applied to the system rotor-speed-estimation and the adaptive institutions were modified by way of segmented variable parameters in order to improve the estimation speed and accuracy; The adaptive fuzzy PI control was brought in speed regulator to improve the reliability and robustness of asynchronous motor. Simulation results showed that the system had a better dynamic performance and tracked the variation of the motor speed accurately, and it had strong robustness and stability.

**Keywords:** vector control; adaptive fuzzy control; speed sensorless; MRAS

## 0 引言

在高性能交流电动机调速系统中, 速度反馈是必不可少的。然而, 高精度、高分辨率的速度、位置传感器(例如光电编码器等)价格昂贵, 这样不仅提高了伺服系统的成本, 还限制了伺服驱动装置在恶劣环境下的应用。运用无速度传感器控制技术既可以省去传感器成本, 又可以在线估计电动机的速度和位置, 获得接近速度传感器的性能, 因此成

为了驱动控制研究的热点。模型参考自适应系统<sup>[1]</sup>(model reference adaptive system, MARS)的转速辨识方法具有算法简单、计算量小、实时性和稳定性好等优点, 在许多领域得到了应用。

矢量控制虽然实现了励磁电流和转矩电流的动态解耦, 但不能从根本上改变交流调速系统的非线性特性, 再者矢量控制建立在三相对称、不考虑铁损等理想条件下, 严重依赖精确的电动机数学模型, 因此, 在实际控制中效果不太理想。只有有效解决

收稿日期: 2012-05-28

作者简介: 冯鹏辉(1988-), 男, 河南洛阳人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为交流调速和智能控制,

E-mail: fph136295446@163.com

高性能伺服系统中的非线性、参数时变、扰动和噪声等控制问题,及矢量控制对电机参数的严重依赖性问题,才能进一步提高系统的控制性能。

智能控制是近几年发展起来的一种新的控制方法,其不依赖于被控对象的数学模型,只按实际控制效果进行反馈,在控制中有能力并可以充分考虑系统的不精确性和不确定性,因此,可以解决矢量控制方法难以解决的问题。目前,模糊控制和神经网络控制等智能控制在交流传动系统中的应用研究较多。本文提出了基于模型参考自适应的异步电机转子磁场定向矢量控制。

## 1 基本理论介绍

### 1.1 两相同步旋转 $d-q$ 坐标系的数学模型

电压方程式为

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_s + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_s L_m & R_r + L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_m p & \omega_s L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

式中:  $u_{sd}, u_{sq}$  分别为定子电压在  $d, q$  轴上的分量;  $u_{rd}, u_{rq}$  分别为转子电压在  $d, q$  轴上的分量;  $i_{sd}, i_{sq}$  分别为定子电流在  $d, q$  轴上的分量;  $i_{rd}, i_{rq}$  分别为转子电流在  $d, q$  轴上的分量;  $R_s, R_r$  分别为定子绕组和转子绕组的电阻;  $L_s, L_r$  分别为定子绕组与转子绕组的自感;  $L_m$  为定转子绕组间的互感;  $\omega_1$  为同步角速度;  $\omega_s$  为转差角速度;  $p$  为微分算子。

磁链方程式为

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中:  $\psi_{sd}, \psi_{sq}$  分别为定子磁链在  $d, q$  轴的磁链分量;

$\psi_{rd}, \psi_{rq}$  分别为转子磁链在  $d, q$  轴的磁链分量。

转矩方程式为

$$T_e = n_p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}), \quad (3)$$

式中:  $T_e$  为电磁转矩;

$n_p$  为电动机极对数。

运动方程式为

$$T_e = T_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega}{dt},$$

式中:  $T_L$  为负载转矩;

$J$  为转动惯量;

$\omega$  为电机角速度。

### 1.2 矢量控制方程

在两相同步坐标系中,取  $d$  轴沿着转子总磁链矢量  $\psi_r$  的方向,称之为  $m$  轴。 $q$  轴为  $m$  轴逆时针转  $90^\circ$ ,即垂直于矢量的方向,称之为  $t$  轴。将这样的两相同步坐标系规定为  $m-t$  坐标系,即按转子磁链定向 (field orientation) 的旋转坐标系,

$$\psi_{rd} = \psi_{rm} = \psi_r, \psi_{rq} = \psi_{rt} = 0。$$

式中:  $\psi_{rm}, \psi_{rt}$  分别为转子磁链在  $m, t$  轴上的分量;

$\psi_r$  为转子总磁链矢量。

按转子磁场定向后,可得矢量控制方程如下,

$$T_e = \frac{n_p L_m}{L_r} i_{st} \psi_r, \quad \omega_s = \frac{L_m i_{st}}{T_r \psi_r},$$

$$\psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sm}, \quad \varphi_r = \int (\omega_s + \omega) dt,$$

式中:  $\varphi_r$  为转子磁链角;

$T_r$  为转子时间常数,即  $T_r = L_r / R_r$ 。

电压型逆变控制中,要进行电流到电压的解耦,使得交流电机  $m-t$  轴电压仅受自身电流控制。异步电机定子  $m-t$  轴电压由电机的阻抗压降、反电势和交叉耦合电压构成,其中交叉耦合电压和电机的转速有关,在电机的高速区交叉耦合电压将会大幅度的增加,因此,消除交叉耦合电压是实现这一过程的关键。本文采用  $m-t$  轴电流误差项消除电压交叉耦合的动态解耦方法。

电机运转稳态时,可得  $m-t$  轴系电压方程式

$$\begin{cases} u_{sm} = R_s i_{sm} - \omega_1 \sigma L_s i_{st}, \\ u_{st} = R_s i_{st} + \omega_1 \sigma L_s i_{sm} + \frac{L_m}{L_r} \omega_1 \psi_{rm}, \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $i_{sm} = \psi_{rm} / L_m$ ;

漏感系数  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ 。

由式(4)可知,当  $t$  轴电流没有达到设定值时,可通过调节定子电阻  $R_s$  产生的  $t$  轴电阻压降和  $\omega_1 \sigma L_s$  产生的  $m$  轴电压来进行调节。将转矩电流给定值  $i_{st}^*$  与定子电流  $t$  轴分量的实际值  $i_{st}$  之间的误差信号送到 PI 调节器,并调节输出由定子电流  $t$  轴分量误差所引起的定子电压  $t$  轴分量的调节量  $u'_{st}$ ,同时在  $m$  轴电压分量中增加  $m$  轴的电压调节量,即  $(\omega_1 \sigma L_s / R_s) u'_{st}$ 。同理可构成  $m$  轴电流的调节通道。

$m-t$  轴电流通道的调节方程<sup>[2]</sup>为

$$\begin{cases} u_{sm}^* = u'_{sm} + R_s i_{sm}^* - \omega_1 \sigma L_s i_{st}^* - \frac{\omega_1 \sigma L_s}{R_s} u'_{st}, \\ u_{st}^* = u'_{st} + R_s i_{st}^* + \omega_1 \sigma L_s i_{sm}^* + \frac{L_m}{L_r} \omega_1 \psi_{rm} + \frac{\omega_1 \sigma L_s}{R_s} u'_{sm}, \end{cases} \quad (5)$$

式中： $i_{sm}^*$  为磁链电流； $u'_{sm}$ 、 $u'_{st}$  分别为 2 个电流调节器输出的误差调节量； $u_{sm}^*$ 、 $u_{st}^*$  分别为  $m, t$  轴的电压解耦单元输出控制量。

具有电流误差补偿的定子电压解耦<sup>[2]</sup>单元结构见图 1。

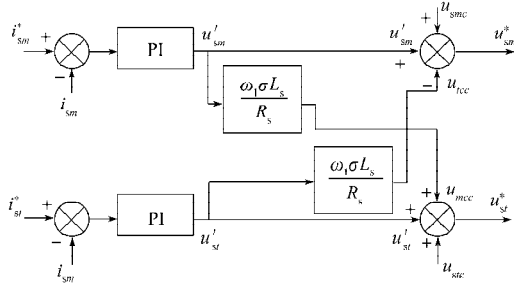


图1 定子电压解耦单元

Fig. 1 Stator voltage decoupling unit

由图 1 可知，该解耦方式实现了电流到电压的动态解耦， $m, t$  轴电流的给定值与实际值之间的误差通

过 PI 调节输出作为调整量，这样可以消除受温度变化的定子电阻对定子电压的影响；将电流误差 PI 调节器的输出调整量作为  $m, t$  轴交叉耦合电压项的补偿输入，可使计算的解耦电压比实际的交叉解耦电压值要稍大，将该解耦电压迭加到电机的控制电压端时，可加快电机控制的响应速度，提高高速运行段的解耦效果和控制的稳定性。

## 2 控制系统设计

异步电机矢量控制<sup>[3]</sup>是借鉴直流电机的转矩关系，通过坐标变换，得到类似于直流电机转矩形式的异步电机正交（或解耦）转矩表达式，进而方便地对其进行控制。无速度传感器是在原有矢量控制的基础上，利用电机中容易测得的电压电流信号来辨识出当前速度值。无速度传感器矢量控制系统结构见图 2。

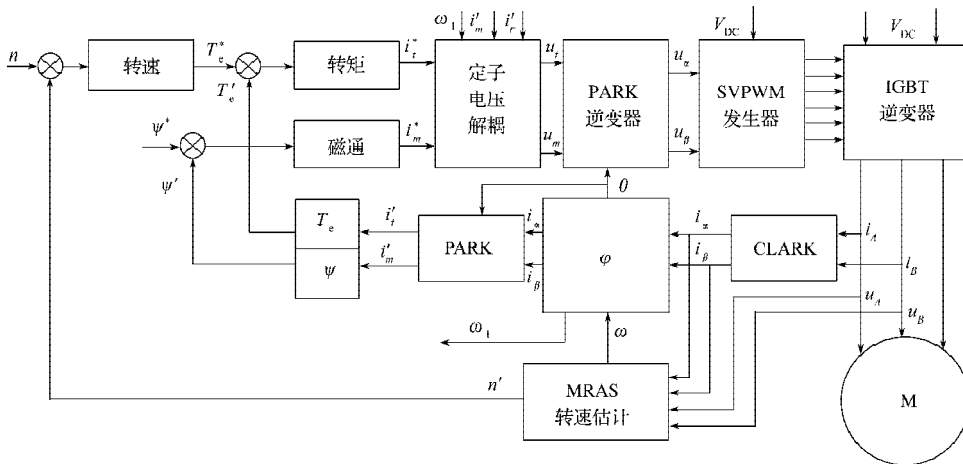


图2 无速度传感器矢量控制系统结构图

Fig. 2 The structure diagram of speed sensorless vector control

### 2.1 基于 MRAS 的转速估计器

本文采用的 MRAS 转速估计算法是将不含转速参数的电压磁链模型作为参考模型，将含有转速参数的电流磁链模型作为可调模型。2 个模型具有相同物理意义的输出量，且 2 个模型同时工作，计算其输出量的差值，根据自适应机构实时调节系统的转速参数，以达到跟踪器参考模型的目的。转速自适应辨识模型系统如图 3 所示。

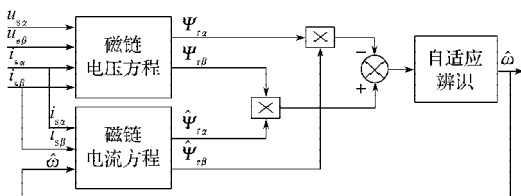


图3 转速自适应辨识模型

Fig. 3 The model of adaptive speed identification

根据异步电动机在两相静止  $\alpha - \beta$  坐标系的数学模型即定子电压方程和转子电流方程，可得转子磁链的电压方程和转子磁链电流方程。

转子磁链电压方程为

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right],$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right],$$

式中： $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$  分别为转子磁链在  $\alpha, \beta$  轴的分量；

$u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$  分别为定子电压在  $\alpha, \beta$  轴的分量；

$i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$  分别为定子电流在  $\alpha, \beta$  轴的分量。

转子磁链电流方程为

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_m i_{s\alpha} - \omega T_r \psi_{r\beta}}{T_r p + 1},$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_m i_{s\beta} + \omega T_r \psi_{r\alpha}}{T_r p + 1}。$$

自适应机构的设计需要考虑辨识系统渐进稳定性, 以保证状态收敛。为了简化分析, 将转子磁链电流模型  $\omega$  视为常数, 则电流模型变为一个线性方程, 即

$$p \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}。 \quad (6)$$

根据模型参考自适应<sup>[4]</sup>原理, 以式(6)作为参考模型, 选择并联可调模型为

$$p \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\hat{\omega} \\ \hat{\omega} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

式中:  $\hat{\psi}_{r\alpha}, \hat{\psi}_{r\beta}$  分别为可调模型的转子磁链  $\alpha, \beta$  轴的分量;

$\hat{\omega}$  为通过自适应机构更新的可调参数。

自适应机构设计应包含记忆功能的积分作用, 即可调参数  $\hat{\omega}$  不仅依赖于当前时刻的  $e(t)$  值, 也与它的过去值  $\{e(\tau) | 0 \leq \tau \leq t\}$  有关。因此  $\hat{\omega}$  可表示为

$$\hat{\omega} = \int_0^t \Phi_1(e, t, \tau) d\tau + \Phi_2(e, t) + \hat{\omega}(0), \quad (8)$$

式中,  $e$  为广义误差, 即

$$e = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{r\alpha} \\ \hat{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix}。$$

根据波波夫超稳定理论<sup>[1]</sup>求解广义误差, 并代入式(8)中可得

$$\hat{\omega} = K_p (\psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) + K_i \int_0^t (\psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) dt,$$

式中,  $K_p, K_i$  为 PI 调节参数。

转速估计器中自适应机制的设计最为关键。当电机运行在低速区时, 定子电阻对电机电压模型的影响不能忽略, 因此, 本文采用分段变参数 PI 控制方式, 根据当前实际转速值来选取相应的 PI 参数, 从而增强转速辨识能力。

## 2.2 转速调节器

模糊自适应 PI 控制器<sup>[5]</sup>结构如图4所示, 在常规 PI 调节器的基础上, 应用模糊集合理论, 将被控量的误差  $E$  和误差变化率  $EC$  依据模糊规则进行模糊推理, 输出比例系数的调整量  $\Delta K_p$  和积分系数的调整量  $\Delta K_i$ , 从而修正初始 PI 参数。

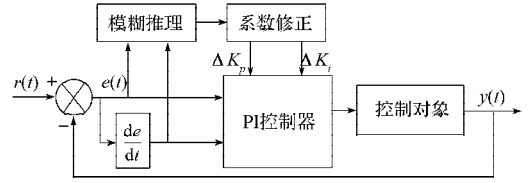


图4 模糊自适应PI控制结构图

Fig. 4 The structure of adaptive fuzzy PI controller

转速的误差  $E$  和转速的误差变化率  $EC$  作为输入, 输入变量  $E, EC$  的论域为  $\{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$ , 7 个模糊语言变量为  $\{NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB\}$ , 其隶属函数如图5所示。

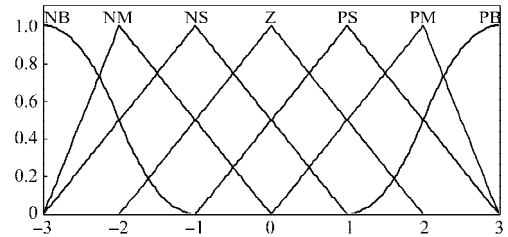


图5 输入变量的隶属函数

Fig. 5 Membership function of input variable

模糊控制器的输出量  $\Delta K_p$  和  $\Delta K_i$  的论域分别为  $[-0.3, 0.3], [-0.06, 0.06]$ , 同样采用上文7个模糊语言变量, 隶属度函数采用等分三角形, 模糊推理采用 Mamdani 推理方法<sup>[5]</sup>。

模糊规则表<sup>[5]</sup>是模糊控制器设计的核心, 该规则见表1。

表1 模糊控制规则表

Table 1 The rules table for fuzzy control

E	EC						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
Z	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
Z	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PB
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

模糊 PI 整定原理为: 在启动时, 转速偏差较大且加速状态时, 模糊控制器输出为 0, 转速调节器保持初始参数值不变来加快响应; 当速度接近给定值时, 减小积分系数来防止超调, 同时适当加大比例系数, 提高调解精度; 当突加负载时, 迅速增大积分系

数来消除稳态误差，同时适度地减小比例系数防止超调；当偏差和偏差变化率均较小时，模糊控制器输出为0，转速调节器恢复输出初始参数来保持系统鲁棒性。

### 3 仿真实现

系统的仿真实现中，2.5 kW 异步电机的主要参数有： $P_N=2\ 500\text{ W}$ ， $U_N=380\text{ V}$ ， $f_N=50\text{ Hz}$ ， $R_s=0.435\ \Omega$ ， $L_s=0.071\text{ H}$ ， $R_r=0.816\ \Omega$ ， $L_r=0.071\text{ H}$ ， $L_m=0.069\text{ H}$ ， $n_p=2$ ， $J=0.18\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ， $\psi_r^*=0.85\text{ Wb}$ 。

为检验速度辨识算法的估计效果和模糊自适应PI转速调节器在各速度区的控制性能和抗干扰性，电机空载启动，0.35 s时加30 N·m的负载，速度给定每0.5 s变化一次，设定见表2。

表2 速度设定情况表

Table 2 Speed setting conditions

时间/s	速度/(r·min <sup>-1</sup> )	时间/s	速度/(r·min <sup>-1</sup> )
0.0	800	0.0	800
0.5	400	0.5	400
1.0	600	1.0	600

定子磁链仿真结果见图6，速度响应分析见图7。

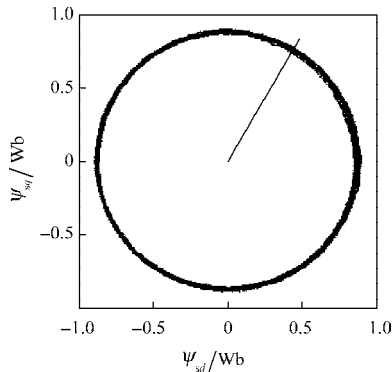


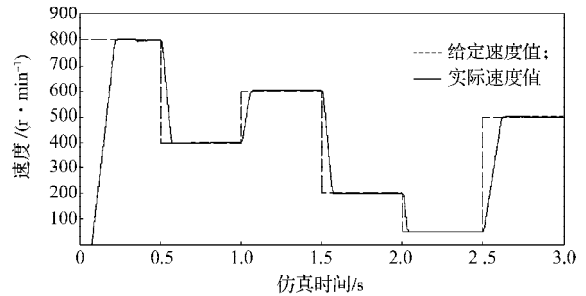
图6 定子磁链波形

Fig. 6 The waveform of stator flux

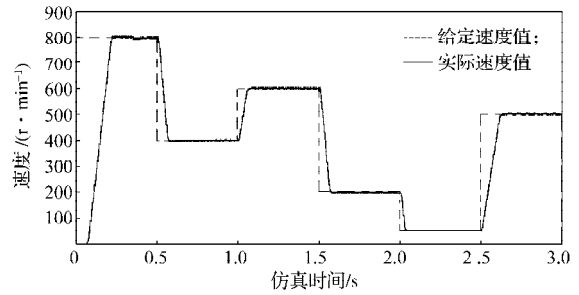
由图6可以看出，定子磁链轨迹为圆形磁链，在整个调速过程中，电机转速、负载变化时，磁链波动都较小，这说明了系统能较好地实现异步电机的励磁与转矩解耦，达到近似直流电机的调速特性。

由图7 a)的转速响应曲线可知，速度响应较快，几乎无超调，在全速区域内仿真效果都较理想，稳定后转速偏差基本控制在3 r/min以内。在0.35 s时突加30 N·m的负载，转速降落较小并能迅速恢复，这说明利用模糊自适应PI方法对传统转速调节器PI进行改进，使得系统的动、静态特性得到改善，并具备较强的抗干扰能力。由图7 b)估计转速分析图可以看出，转速估值可以快速准确收敛到转速的实际值，速度跟踪效果较好，满足高速运行系统实时性的要求，

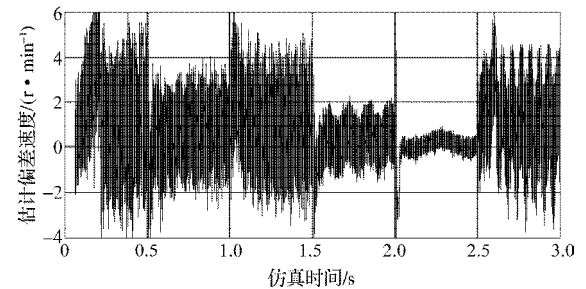
对自适应环节的改进，使得速度在低速区估计效果也较为理想。由图7 c)可知，在整个调速过程中，速度估计偏差基本在3 r/min左右，说明所设计的基于磁链MRAS型速度辨识算法具有较高的估计精度和响应速度，估计效果较为理想。



a) 转速响应分析图



b) 估计转速分析图



c) 估计速度偏差分析图

图7 速度响应分析图

Fig. 7 Speed response diagram

转矩响应波形见图8，定子电流响应波形见图9。

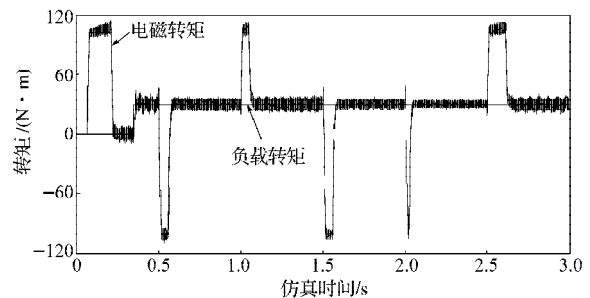


图8 转矩响应波形图

Fig. 8 Torque response waveform

由图8电磁转矩响应曲线可以看出，转矩响应较快和较准，脉动较小，在速度设定变化时，电磁转矩响应时间设定较快，速度达到设定值时，转矩迅

速收敛到负载转矩附近并稳定,且波动较小,从而使电机可以获得较高的调速性能。

由图9定子电流响应曲线可以看出,定子电流波形基本成正弦波,电流的脉动较小,即定子电流中所含谐波分量较小,说明本系统利用空间矢量脉宽调制技术进行逆变控制,具有较好的谐波抑制作用和较高的直流电源的利用率。

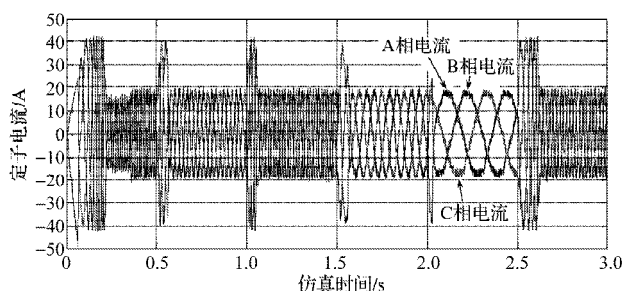


图9 定子电流响应波形

Fig. 9 Stator current response waveform

## 4 结语

近年来,随着智能控制的不断发展,现代交流调速系统已经进入了一个全新的阶段,本文结合了模糊控制理论和模型参考自适应控制,应用于转子磁场定向的异步电机矢量控制系统中。

1) 采用矢量变换的方法基本实现了交流电机的动态解耦;

2) 利用模糊PI控制来自适应调节常规PI参数,仿真结果表明该系统具有较好的响应性能;

3) 利用分段PI参数根据实际速度实时地改变MRAS自适应环节参数,此方法能够在一定程度上克服由于磁链电压模型在低速区速度估计不准的问题,也取得了较好的估计效果。

## 参考文献:

- [1] 吴婷. 基于MRAS的模糊自适应异步电机矢量控制的研究[D]. 湘潭: 湘潭大学, 2010.  
Wu Ting. Research of Fuzzy Adaptive Vector Control of Asynchronous Motor Based on MRAS[D]. Xiangtan: Xiangtan University, 2010.
- [2] 廖勇, 张凤蕊. 无传感器矢量控制系统及其速度估算的研究[J]. 电工技术学报, 2004, 19(2): 36-40.  
Liao Yong, Zhang Fengrui. Research of Sensorless Vector Control System and Speed Estimation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(2): 36-40.
- [3] 冯焱生, 曾岳南. 无速度传感器矢量控制原理与实践[M]. 2版. 北京: 机械工业出版社, 2006: 1-100.  
Feng Duosheng, Zeng Yuenan. Speed Sensorless Vector Control Principle and Practice[M]. 2nd ed. Beijing: China Machine Press, 2006: 1-100.
- [4] 沈安文, 李自成. 基于MRAS的感应电机无速度传感器矢量控制[J]. 华中科技大学学报: 自然科学版, 2005, 33(12): 51-53.  
Shen Anwen, Li Zicheng. The Vector Control in Sensorless Induction Motor Drives Based on MRAS[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology: Nature Science Edition, 2005, 33(12): 51-53.
- [5] 刘金琨. 先进PID控制及其MATLAB仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003: 115-129.  
Liu Jingkun. Advanced PID Control and Its MATLAB Simulation[M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2003: 115-129.
- [6] 张国良, 曾静, 柯熙政, 等. 模糊控制及其MATLAB应用[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2002: 69-84.  
Zhang Guoliang, Zeng Jing, Ke Xizheng, et al. Fuzzy Control and Its MATLAB Application[M]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University Press, 2002: 69-84.

(责任编辑: 邓彬)