第29卷第15期	中 国 电 机 工 程 学 报	Vol.29 No.15 May 25, 2009
2009年5月25日	Proceedings of the CSEE	©2009 Chin.Soc.for Elec.Eng. 107

文章编号: 0258-8013 (2009) 15-0107-07 中图分类号: TM 301; TP 273 文献标志码: A 学科分类号: 470-40

# 基于波波夫超稳定性的无刷双馈电机直接转矩控制

杨俊华1,吕惠子1,吴捷2,杨金明2

(1. 广东工业大学自动化学院, 广东省 广州市 510006; 2. 华南理工大学电力学院, 广东省 广州市 510641)

# Direct Torque Control Strategy for Brushless Doubly-fed Machines Based on Popov Hyperstability Theory

YANG Jun-hua<sup>1</sup>, LÜ Hui-zi<sup>1</sup>, WU Jie<sup>2</sup>, YANG Jin-ming<sup>2</sup>

(1. Automation College, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, Guangdong Province, China;

2. Electric Power College, South China University of Technology, Guangzhou 510641, Guangdong Province, China)

ABSTRACT: The operation performance of machine may turn up unstable by the variation of parameters with time in direct torque control (DTC) system of brushless doubly-fed machines (BDFM). A novel speed and flux adaptive observers were designed based on model reference adaptive strategy. The stator currents and stator fluxes of BDFM were used as state variables to observe flux and identify speed at the meantime. The observing value of stator flux was directly applied to DTC algorithm to construct a speed sensorless DTC system of BDFM. The speed adaptive law was defined by Popov hyperstability theory to establish simulation model of DTC under Matlab/Simulink. The simulation results showed that this novel speed and flux adaptive observers can identify stator speed and flux accurately, the flux trajectory could be kept within the scope of tolerance. The influence of stator resistance variation on system performance can be effectively reduced by variation of stator resistance. The stability and robust performance of the system can be enhanced.

**KEY WORDS:** brushless doubly-fed machines; direct torque control; model reference adaptive; Popov hyperstability theory; flux identifying; speed sensor less

摘要:在无刷双馈电机直接转矩控制系统中,定子参数变化 会引起电机特性不稳定。基于模型参考自适应控制策略 (model reference adoptive strategy, MRAS)设计了一种新型 的磁链、速度自适应观测器,以无刷双馈电机的定子电流及 磁链为状态变量,将磁链观测和速度辨识结合在一起,定子 磁链观测值直接应用于直接转矩控制算法中,构建了无速度 传感器无刷双馈电机直接转矩控制系统。采用波波夫超稳 定性理论确定速度自适应律,建立了 Matlab/Simulink 环境 下直接转矩控制系统的仿真模型。仿真研究结果表明,所提 出的磁链、速度自适应观测器可实现定子磁链、速度的精确 辨识,磁链轨迹可以保持容差范围内的圆形,有效减少无刷 双馈电机定子电阻变化对系统运行特性的影响,提高了系统 的稳定性和鲁棒性。

关键词:无刷双馈电机;直接转矩控制;模型参考自适应; 波波夫超稳定性理论;磁链辩识;无速度传感器

## 0 引言

无刷双馈电机(brushless doubly-fed machines, BDFM)是在自级联感应电机基础上发展起来的一种 新型、兼具异同步电机特点的交流调速电机,适于 交流传动系统和变速恒频恒压的风力、水力发电系 统。近年来,国内外学者对BDFM进行了广泛的研 究,分析研究了无刷双馈电机的原理和设计方法[1-2], 建立了比较准确实用的数学模型和等效电路[3-4],提 出了针对BDFM的多种控制策略,如标量控制<sup>[5-6]</sup>、 矢量控制<sup>[7-8]</sup>、转子磁场定向控制<sup>[9-11]</sup>、直接转矩控 制<sup>[12-14]</sup>。标量控制采用静态等效电路,利用反馈, 由简单的PI调节器实现给定,算法较为简单,容易 在较低的微处理器上实现,比开环控制运行稳定性 有较大提高,动态性能也有所改善,在一定程度上 提高了电机的性能<sup>[5-6]</sup>。无刷双馈电机的矢量控制策 略可实现对转矩、无功和有功的有效控制,但通常 需要建立双旋转dg坐标系下电机的数学模型,建模 过程复杂,两旋转速度不同的坐标系下变量与变量 间对应关系的推导过程较为繁琐,而且这种数学模 型无法用传统的矢量图和等效电路来表示, 使这种 数学模型不直观,难以理解<sup>[7-8]</sup>。无刷双馈电机转

**基金项目**:国家自然科学基金重点项目(60534040);广东省教育厅 专项重点实验室(IDSYS200701)。

Project Supported by National Natural Science Foudation of China (60534040).

子磁场定向控制采用同步数学模型,忽略了定子绕 组的电阻及磁路饱和的影响,将BDFM分为2个独 立的子系统,其实现难度与异步电机的矢量控制实 现难度相当,动态性能比较优良,可满足大部分工 业上的要求<sup>[9-11]</sup>。

与矢量控制不同,直接转矩控制(direct torque control, DTC)无需进行磁场定向和旋转坐标变换, 根据瞬时转矩和磁链误差决定逆变器开关状态,不 需要电流内环就可达到直接控制电机磁通和电磁 转矩的目的,提高了系统动态响应能力,是一类非 常适合BDFM转矩和磁链控制的方法。但是由于 BDFM具有2套不同极数的定子绕组,且只有1套 定子绕组是可控的,这种复杂的电磁结构导致对其 的控制也较为复杂,因此不能将异步电动机的直接 转矩技术直接移植到BDFM中<sup>[12-14]</sup>。在BDFM直接 转矩控制系统中,需要通过控制绕组磁链和总的电 磁转矩进行2点式或多点式(Bang-Bang控制)调节, 即在维持控制绕组磁链幅值不变的情况下,通过调 节控制绕组的电源频率调速,实现对BDFM的直接 转矩控制。其中,转矩的大小可以通过控制功率绕 组和控制绕组磁链之间的夹角来改变,这点有别于 异步电机控制定转子磁链之间夹角来调节转矩大 小。将直接转矩控制直接引入BDFM调速系统计算 量大,难以实现。针对该关键技术问题本文提出一 种转矩和磁链计算的新方法,简化BDFM直接转矩 系统。

常规的直接转矩控制器采用U-n模型计算磁 链,需要在低速区和高速区之间来回切换磁链模 型,过程复杂。本文研究了一类改进的无刷双馈电 机直接转矩控制策略,基于波波夫超稳定性理论的 模型参考自适应算法<sup>[15-19]</sup>,选择定子电流和定子磁 链为状态变量,利用波波夫超稳定理论确定转子转 速、转子电阻和控制绕组电阻的自适应律,然后将 由观测器得到的定子磁链直接用于直接转矩控制 中去。仿真结果表明,所提出的磁链、速度自适应 观测器可实现定子磁链、速度的精确辨识,磁链轨 迹可以保持容差范围内的圆形,有效减少无刷双馈 电机定子电阻变化对系统运行特性的影响,提高了 系统的稳定性和鲁棒性。

## 1 BDFM 的直接转矩控制

BDFM的运行情况相当于一台*pp+pc*对极绕线转子感应电机,其功率绕组和控制绕组分别相当于

绕线式感应电机的定子绕组和转子绕组,则BDFM 有与普通感应电机相似的转矩计算方法<sup>[20]</sup>:

$$T_{\rm em} = \frac{3(p_p + p_c)L_{sp}}{2(L_{sp}L_{sc} - M_{pc})} |\psi_{sp}| |\psi_{sc}| \sin\theta \qquad (1)$$

式中: ψ<sub>sp</sub>、ψ<sub>sc</sub>为功率绕组和控制绕组的磁链; θ为 它们之间的夹角。功率绕组直接接工频电网,电压 幅值不变,绕组的磁链ψ<sub>sp</sub>基本保持不变。根据式 (1),在直接转矩控制中,可以保持控制绕组的磁链 幅值ψ<sub>sc</sub>不变,通过控制控制绕组的电压空间矢量来 控制ψ<sub>sc</sub>的旋转速度,从而改变磁通角θ的大小,达 到控制转矩的目的。

从定子磁链轨迹的形成原理可知,通过适当选 择施加在电机上的电压矢量,就可以使定子磁链矢 量的幅值只在给定值与磁链滞环容差范围内变化。 根据定子磁链当前所在的区间,结合转矩与磁链的 控制信号,可以得到在6个区间的逆变器开关表, 如表1所示。

表 1 逆变器开关状态 Tab. 1 State of inverter switch

θ(N)		ψ=1		_	ψ=0	
	<i>t</i> =1	<i>t</i> =0	t=-1	<i>t</i> =1	<i>t</i> =0	<i>t</i> =-1
<i>θ</i> (1)	110	111	101	010	000	001
<i>θ</i> (2)	010	000	100	011	111	101
<i>θ</i> (3)	011	111	110	001	000	100
<i>θ</i> (4)	001	000	010	101	111	110
<i>θ</i> (5)	101	111	011	100	000	010
<i>θ</i> (6)	100	000	001	110	111	011

表1中ψ表示磁链控制信号,当ψ=1时,表示需 要增加磁链幅值; 当ψ=0时,表示需要减小磁链幅 值。t为转矩控制信号,当t=1时,表示需要增加转 矩;当t=0时,表示需要发送零电压矢量,以减小转 矩;当t=-1时,表示需要发送使定子磁链反向旋转 的电压矢量,使电机的输出转矩快速减小,加快电 机对转矩的响应速度。系统实现框图如图2所示。 图2中电压源逆变器提供如前所述8个开关电压矢 量。将定子磁链矢量实际幅值与给定值的差值输入 磁链滞环比较器,同时比较给定转速与估计转速得 到转速误差,进而获得电磁转矩给定值输入到转矩





滞环比较器中,根据 2 个滞环比较器的输出,由 表1给出的开关电压矢量查询表,可以确定开关电 压矢量的选择。要控制磁链和转矩,必须对电机磁 链和转矩进行观测,在 U-I 磁链模型的基础上,为 了减小定子电阻变化对系统特性的影响,采用模型

$$\begin{bmatrix} u_{qp} \\ u_{dp} \\ u_{qc} \\ u_{qc} \\ u_{dc} \\ u_{qr} \\ u_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_p + L_{sp} D & p_p L_{sp} \omega_r & 0 \\ -p_p L_{sp} \omega_r & R_p + L_{sp} D & 0 \\ 0 & 0 & R_c + L_{sc} D \\ 0 & 0 & -p_c L_{sc} \omega_r \\ M_p D & 0 & -M_c D \\ 0 & M_p D & 0 \end{bmatrix}$$

Г: Л

磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_{qp} \\ \psi_{dp} \\ \psi_{qc} \\ \psi_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sp} & 0 & 0 & 0 & L_{pr} & 0 \\ 0 & L_{sp} & 0 & 0 & 0 & L_{pr} \\ 0 & 0 & L_{sc} & 0 & -L_{cr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sc} & 0 & L_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qp} \\ i_{dp} \\ i_{qc} \\ i_{dc} \\ i_{dr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$
(3)

转矩方程为

$$T_{e} = p_{p}L_{pr}(i_{qp}i_{dr} - i_{dp}i_{qr}) + p_{c}L_{cr}(i_{qc}i_{dr} + i_{dc}i_{qr}) \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ \psi_{c\alpha} \\ \psi_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{c}}{\sigma} - \frac{R_{r}L_{c}}{\sigma L_{r}} & -\omega_{r} \\ \omega_{r} & -\frac{R_{c}}{\sigma} - \frac{R_{r}L_{c}}{\sigma L_{r}} \\ -R_{c} & 0 \\ 0 & -R_{c} \end{bmatrix}$$

式中 $\sigma = \frac{L_c L_r - L_{cr}^2}{L_r}$ 。

电机参考模型为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u} \\ I_c = C\mathbf{x} \end{cases}$$
(6)

$$\vec{\mathbf{x}} \stackrel{\text{tr}}{=} : \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{L_{\mathrm{r}}R_{c} + R_{\mathrm{r}}L_{c}}{\sigma L_{\mathrm{r}}}\mathbf{I} + \omega_{\mathrm{r}}\mathbf{J} & \frac{R_{\mathrm{r}}}{\sigma L_{\mathrm{r}}}\mathbf{I} - \frac{\omega_{\mathrm{r}}}{\sigma}\mathbf{J} \\ -R_{c}\mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma}\mathbf{I} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{i} & \mathbf{i} & \mathbf{w} & \mathbf{w} & \mathbf{o} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} : \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{u} & \mathbf{u} & \mathbf{o} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} : \mathbf{I} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

 $\boldsymbol{x} = \begin{bmatrix} i_{c\alpha} & i_{c\beta} & \psi_{c\alpha} & \psi_{c\beta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}; \quad \boldsymbol{u} = \begin{bmatrix} u_{c\alpha} & u_{c\beta} \end{bmatrix}$  $\begin{bmatrix} i_{c\alpha} & i_{c\beta} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}};$ 

## 2.2 构建状态观测器

由参考模型式(6)构建全阶自适应状态观测器, 校正项由定子控制绕组电流观测误差组成,即 参考自适应算法对磁链和转矩进行准确估算。

# 2 模型参考自适应定子磁链观测器

#### 2.1 状态估计方程

BDFM数学模型采用转子速*d-q*轴模型,其中电压电流方程<sup>[4]</sup>为

式中:  $R_p$ 、 $L_{sp}$ 、 $M_p$ 和 $R_c$ 、 $L_{sc}$ 、 $M_c$ 分别为功率绕组 和控制绕组的电阻、电感及互感;  $R_r$ 、 $L_r$ 、 $\omega_r$ 为转 子电阻、电感及机械角速度; D为微分算子;  $u_{qp}$ 、  $u_{dp}$ 、 $u_{qc}$ 、 $u_{dc}$ 、 $u_{qr}$ 、 $u_{dr}$ 、 $i_{qp}$ 、 $i_{dc}$ 、 $i_{dc}$ 、 $i_{qr}$ 、 $i_{dr}$ 为 d-q轴电压、电流的瞬态值;  $\psi_{qp}$ 、 $\psi_{dp}$ 、 $\psi_{qc}$ 、 $\psi_{dc}$ 为 d-q轴磁链瞬态值;  $T_e$ 为电磁转矩。

根据方程(2)、(3), 经*α*、*β*坐标变换, 取控制 端定子电流和磁链作为状态变量, 可得

$$\frac{R_{\rm r}}{\sigma L_{\rm r}} = \frac{\omega_{\rm r}}{\sigma} \left| \begin{array}{c} \dot{u}_{c\alpha} \\ \dot{u}_{c\beta} \\ -\frac{\omega_{\rm r}}{\sigma} & \frac{R_{\rm r}}{\sigma L_{\rm r}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{array} \right|^{2} \left| \begin{array}{c} \dot{u}_{c\alpha} \\ \psi_{c\alpha} \\ \psi_{c\beta} \\ \psi_{c\beta} \end{array} \right|^{2} + \left| \begin{array}{c} \frac{1}{\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma} \\ 0 & \frac{1}{\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{array} \right|^{2} \left| \begin{array}{c} u_{c\alpha} \\ u_{c\beta} \\ u_{c\beta} \\ \vdots \\ u_{c\beta} \\$$

$$\vec{x} \stackrel{\circ}{=} \begin{bmatrix} -\frac{L_r \hat{R}_c + \hat{R}_r L_c}{\sigma L_r} \mathbf{I} + \hat{\omega}_r \mathbf{J} & \frac{\hat{R}_r}{\sigma L_r} \mathbf{I} - \frac{\hat{\omega}_r}{\sigma} \mathbf{J} \\ -\hat{R}_c \mathbf{I} & 0 \end{bmatrix}.$$

其中,转速估计 $\hat{o}_r$ ,转子电阻估计 $\hat{R}_r$ 和控制绕组 电阻 $\hat{R}_c$ 作为 $\hat{A}$ 中的可调参数。增益矩阵G起到加权 矩阵的作用。当观测器模型中的矩阵 $\hat{A}$ 与参考模型 的矩阵A即BDFM模型的矩阵之间存在差异时,将 会导致观测器输出 $\hat{I}_s$ 与实际输出 $I_s$ 间产生偏差, 由这个观测误差构成校正环节,通过G对校正项的 加权作用,可调节观测器的动态响应。

利用传统极点配置方法,即选择观测器的极点 与 BDFM 的极点成正比,可将 *G* 写成:

$$\boldsymbol{G} = -\begin{bmatrix} g_1 \boldsymbol{I} + g_2 \boldsymbol{J} \\ g_3 \boldsymbol{I} + g_4 \boldsymbol{J} \end{bmatrix}$$
(8)

式中4个增益可由 BDFM 的特征值求得,有

$$g_{1} = -(g - 1)(\frac{1}{T_{c}'} + \frac{1}{T_{r}'})$$

$$g_{2} = (g - 1)\hat{\omega}_{r}$$

$$g_{3} = (g^{2} - 1)(-\frac{1}{T_{cr}'} \frac{L_{c}'L_{m}}{L_{r}} + \frac{L_{m}}{T_{r}}) + (g - 1)\frac{L_{c}'L_{m}}{L_{r}} (\frac{1}{T_{c}'} + \frac{1}{T_{r}'})$$

$$g_{4} = -(g - 1)\frac{L_{c}'L_{m}}{L_{r}}\hat{\omega}_{r}$$

式中:  $1/T'_{c} = R_{c}/L'_{c}$ ;  $L'_{c} = \sigma L_{c}$ ;  $\sigma = 1 - (L^{2}_{m}/L_{r}L_{c})$ ;  $1/T'_{r} = R_{r}/L'_{r}$ ;  $L'_{r} = \sigma L_{r}$ ;  $1/T'_{cr} = 1/T'_{c} + (1 - \sigma)/T'_{r}$ ; g 表示极点与实际极点的比值。

### 2.3 基于波波夫超稳定性的转速和电阻辨识

观测器状态矩阵 $\hat{A}$ 是转速 $\hat{\omega}_{r}$ 的函数,由于定、 转子电阻偏差对磁链观测器的影响较大<sup>[21-22]</sup>,尤其 在电机低速运行时,若能在观测磁链的同时在线辨 识定、转子电阻,会大大提高磁链和转速观测的准 确性。在无速度传感器的伺服驱动系统中,要观测 定子磁链,必须估计转子转速。这里,利用式(7) 可以同时在线辨识转子电阻 $R_{r}$ 。图 2 为基于MARS 速度电阻自适应定子磁链观测器。





与模型参考自适应系统一样,状态观测器的稳定性 是指状态误差的动态特性渐进稳定,且能够以足够 的速度收敛于零(原点)。由式(6)和式(7)可得到自适 应系统的动态误差方程。

令状态误差为 
$$e$$
, 即  $e = x - \hat{x}$ , 则有  

$$\frac{de}{dt} = \frac{d}{dt}(x - \hat{x}) = (A - GC)e - \Delta A \hat{x} = A_e e - W$$
(9)  
式中:  $A_e = (A - GC)$ ;  $W = \Delta A \hat{x}$ ;  $\Delta A$  为误差状态矩阵,  
即有

$$\Delta \boldsymbol{A} = \hat{\boldsymbol{A}} - \boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{J} & -\frac{1}{\sigma} \boldsymbol{J} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix} (\hat{\omega}_{\mathrm{r}} - \omega_{\mathrm{r}}) + \begin{bmatrix} -\frac{L_{c}}{\sigma L_{\mathrm{r}}} \boldsymbol{I} & \frac{1}{\sigma L_{\mathrm{r}}} \boldsymbol{I} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix} (\hat{\boldsymbol{R}}_{\mathrm{r}} - \boldsymbol{R}_{\mathrm{r}}) + \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \boldsymbol{I} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{I} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix} (\hat{\boldsymbol{R}}_{c} - \boldsymbol{R}_{c}) =$$

$$\Delta A_{\omega}(\hat{\omega}_{\rm r} - \omega_{\rm r}) + \Delta A_{Rr}(\hat{R}_{\rm r} - R_{\rm r}) + \Delta A_{Rc}(\hat{R}_{c} - R_{c}) \quad (10)$$
$$W = W_{\omega} + W_{Rr} + W_{Rc} = \Delta \omega_{\rm r} J(\hat{i}_{c} - \frac{1}{\sigma} \hat{\psi}_{c}) + \frac{1}{\sigma L_{\rm r}} \Delta R_{\rm r} I(-L_{c} \hat{i}_{c} + \hat{\psi}_{c}) + \Delta R_{c} \hat{i}_{c} \left[\frac{1}{\sigma} I - I\right]^{\rm T} \quad (11)$$

依据波波夫超稳定理论,分析观测器误差的动态稳定性。由式(9)得出标准反馈系统框图,如图 3 所示。图中,可认为 a 是不变的,图 3 中前馈系统 为线性时不变系统,反馈系统为非线性时变系统。 根据波波夫超稳定性理论,为保证系统稳定,在满 足前向系统严格正实的情况下,非线性时变反馈环 节必须满足下述的波波夫积分不等式:

$$\forall t_1 > 0, \ \eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^{\mathsf{T}} W \mathrm{d}t \ge -r_0^2 \tag{12}$$
  
式中 $r_0^2$ 为一个有限正数。



## 图 3 等效非线性反馈系统

Fig. 3 Equivalent nonlinear feedback system

对波波夫积分不等式进行逆向求解可以得到 自适应律。为此,将e和W分别代入式(12)可得

$$\eta(0,t_1) = \int_0^{t_1} \boldsymbol{e}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{W} \mathrm{d}t = \int_0^{t_1} \boldsymbol{e}_i^{\mathrm{T}} \boldsymbol{W}' \mathrm{d}t = \int_0^{t_1} \boldsymbol{e}_i^{\mathrm{T}} \Delta \omega_{\mathrm{r}} \boldsymbol{J}(\hat{i}_c - \frac{1}{\sigma} \hat{\boldsymbol{\psi}}_c) \mathrm{d}t + \int_0^{t_1} \boldsymbol{e}_i^{\mathrm{T}} \frac{1}{\sigma L_r} \Delta R_{\mathrm{r}} \boldsymbol{I}(-L_c \hat{\boldsymbol{i}}_c + \hat{\boldsymbol{\psi}}_c) \mathrm{d}t + \int_0^{t_1} \boldsymbol{e}_i^{\mathrm{T}} \Delta R_c \hat{\boldsymbol{i}}_c [\frac{1}{\sigma} \boldsymbol{I} \quad \boldsymbol{I}]^{\mathrm{T}} \mathrm{d}t = \eta_{\omega}(0,t_1) + \eta_{\mathrm{Rr}}(0,t_1) + \eta_{\mathrm{Rc}}(0,t_1)$$

(13) 根据模型参考自适应参数的普遍结构,将转速 估计值取为下式的比例积分形式,即有

$$\hat{\omega}_{r} = \int_{0}^{t} F_{1}(v,t,\tau) d\tau + F_{2}(v,t) + \hat{\omega}_{r}(0)$$
(14)  
将其代入式(13)中的第 1 项,则有:

$$\eta_{\omega}(0,t_{1}) = \int_{0}^{t_{1}} \boldsymbol{e}_{i}^{\mathrm{T}} [\int_{0}^{t} F_{1}(v,t,\tau) \mathrm{d}\tau + \hat{\omega}_{\mathrm{r}}(0) - \omega_{\mathrm{r}}] \cdot \\ \boldsymbol{J}(\hat{\boldsymbol{i}}_{c} - \frac{1}{\sigma} \hat{\boldsymbol{\psi}}_{c}) \mathrm{d}t + \int_{0}^{t_{1}} \boldsymbol{e}_{i}^{\mathrm{T}} F_{2}(v,t) \boldsymbol{J}(\hat{\boldsymbol{i}}_{c} - \frac{1}{\sigma} \hat{\boldsymbol{\psi}}_{c}) \mathrm{d}t = \eta_{\omega 1}(0,t_{1}) + \eta_{\omega 2}(0,t_{1})$$
(15)

要使 $\eta_{\omega}(0,t_1) \ge -r_1^2$ ,可分别使 $\eta_{\omega 1}(0,t_1) \ge -r_1^2$ ;  $\eta_{\omega 2}(0,t_1) \ge -r_2^2$ 。其中, $r_1^2 \approx r_2^2$ 为有限正数。 利用积分不等式:

$$\int_{0}^{t_{1}} \frac{\mathrm{d}f(t)}{\mathrm{d}t} k f(t) \mathrm{d}t = \frac{k}{2} [f^{2}(t_{1}) - f^{2}(0)] \ge \frac{1}{2} k f^{2}(0), \ k > 0$$
(16)

可得到

$$F_1(v,t,\tau) = K_i \boldsymbol{e}_i^{\mathrm{T}} \boldsymbol{J}(\hat{i}_c - \frac{1}{\sigma} \hat{\boldsymbol{\psi}}_c), \ k_i > 0$$
(17)

取

$$F_{2}(v,t) = K_{p} \boldsymbol{e}_{i}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{J}(\hat{i}_{c} - \frac{1}{\sigma} \hat{\psi}_{c}), \ k_{p} > 0$$
(18)

由式(14)、(17)和(18)可得到转子速度估计式:

$$\hat{\omega}_{r} = K_{i} \int [e_{ic\alpha} (\frac{1}{\sigma} \hat{\psi}_{c\beta} - \hat{i}_{c\beta}) - e_{ic\beta} (\frac{1}{\sigma} \hat{\psi}_{c\alpha} - \hat{i}_{c\alpha})] dt + K_{p} [e_{ic\alpha} (\frac{1}{\sigma} \hat{\psi}_{c\beta} - \hat{i}_{c\beta}) - e_{ic\beta} (\frac{1}{\sigma} \hat{\psi}_{c\alpha} - \hat{i}_{c\alpha})] \quad (19)$$

同理可得转子电阻估计式:

$$\begin{split} \hat{R}_{r} &= K_{i} \int [e_{ic\alpha}(\hat{\psi}_{c\beta} - L_{c}\hat{i}_{c\beta}) - e_{ic\beta}(\hat{\psi}_{c\alpha} - L_{c}\hat{i}_{c\alpha})] dt + \\ & K_{p}[e_{ic\alpha}(\hat{\psi}_{c\beta} - L_{c}\hat{i}_{c\beta}) - e_{ic\beta}(\hat{\psi}_{c\alpha} - L_{c}\hat{i}_{c\alpha})] \quad (20) \\ & 控制绕组电阻估计式: \end{split}$$

$$\hat{R}_{c} = K_{i} \int [e_{ic\alpha} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma} I & I \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} - e_{ic\beta} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma} I & I \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}] dt + K_{p} [e_{ic\alpha} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma} I & I \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} - e_{ic\beta} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma} I & I \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}]$$
(21)

## 3 仿真研究

BDFM仿真参数如下:  $P_N$ =4kW,  $U_N$ =380V,  $p_p$ = 3,  $p_c$ =1,  $R_p$ =2.25 Ω,  $L_{sp}$ =221.36 mH,  $M_p$ =210.36 mH,  $R_c$ =5.9 Ω,  $L_{sc}$ =200.12 mH,  $M_c$ =196.23 mH,  $R_r$ =3.6 Ω,  $L_r$ =312.52 mH, J=0.03 kg·m<sup>2</sup>,  $k_d$ =0。图4 是当速度 为 100、750、820 和 1 500 r/min时,转速和定子磁 链的示意图。无刷双馈电机在跨越同步速时调速特 性的平滑和稳定性是系统特性的重要标志,低速区 时系统最易受定子电阻变化的影响。由图4 可知, 无刷双馈电机在高速、低速、同步速和跨越同步速







图 5 是突加负载时,电机的辨识转速和转矩, 由图 5 可知,负载变化时,转速波动较小,输出转 矩跟踪迅速。体现了直接转矩控制系统转矩响应快 的特点。由此可以看出,电机在运行程中,受到各



(a) 负载转矩从 10 N·m 到 100 N·m 变化时动态响应



Fig. 5 Dynamic response to load torque sudden applying 种扰动时电机转速稳定性好,可以满足对控制特性的要求。电机在动态过程和稳态运行时,观测器输出的转速观测值与实际的转速值基本一致。

假设控制绕组电阻由于发热变化 20%,即当  $\Delta R_c=0.3 R$ 时,转速、定子磁链仿真结果如图 6 所示。 其速度给定值分别为 50、300 r/min。由图可知,当 电机参数变化时,虽然电机转速瞬时有扰动,但最 后转速观测值能很好的跟随实际转速,转速依然有 良好的稳定性。说明此观测器对电机参数变化具有 较强的鲁棒性,在低速时仍有很高的精度。

仿真结果表明,基于波波夫超稳定性的无刷双 馈电机直接转矩控制系统具有良好的动静态性能。



Fig. 6 Simulation results of rotating speed and stator flux

## 4 结论

基于波波夫超稳定性理论的BDFM直接转矩控 制,较好地解决了无刷双馈电机在跨越同步速时调 速特性的平滑和稳定性、控制绕组磁链辨识易受电 阻影响的问题,实现了定子磁链精确辨识,准确计 算转矩,达到了BDFM直接转矩控制的目的。仿真 结果表明,系统在最易受定子电阻影响的低速区, 动态响应平滑而迅速,较为明确地减小了定子电阻 的影响;高速、同步速及跨越同步速时的动态调速 过程平滑稳定,即在全速区域内效果都比较理想, 转矩能迅速跟踪负载变化,具有强的鲁棒性,动态 响应性能优良。本文的研究为波波夫超稳定性理论 在BDFM直接转矩控制系统中的应用提供了理论 基础。

## 参考文献

- [1] 邓先明,姜建国.无刷双馈电机的工作原理及电磁设计[J].中国电机工程学报,2003,23(11):126-132.
   Deng Xianming, Jiang Jianguo. The principle and electromagnetic design of brushless doubly- fed machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 126-132(in Chinese).
- [2] 杨顺昌.无刷双馈电机的电磁设计特点[J].中国电机工程学报, 2001, 21(7): 107-110.
   Yang Shunchang. Feature of electromagnetic design for brushless doubly-fed machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(7): 107-110(in Chinese).
- [3] 张风阁,王风翔,徐隆亚.磁阻和笼型转子无刷双馈电机的统一等效电路和转矩公式[J].中国电机工程学报,1999,19(11):28-31.
   Zhang Fengge, Wang Fengxiang, Xu Longya. The equivalent circuit and torque formula of doubly fed brushless machine with reluctance and cage rotor[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(11): 28-31(in Chinese).
- [4] Li R, Wallace A, Spee R. Dynamic simulation of brushless doubly-fed machines[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 1991, 6(3): 445-452.
- [5] 杨顺昌,麦苗,向大为. 无刷双馈电机控制策略的研究[J]. 中小型电机,2005,32(1):28-32.
   Yang Shunchang, Mai Miao, Xiang Dawei. Study on control strategy for brushless doubly-fed machine[J]. Small and Medium Electric Machines, 2005, 32(1):28-32(in Chinese).
- [6] Zhou D, Spee R, Wallace A K. Laboratory Control Implementations for doubly-fed machines[C]. 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Maui, Hi, USA, 1993.
- [7] Zhou D, Spee R, Alexander G C. Experimental evaluation of a rotor oriented control algorithm for brushless doubly-fed machines
   [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12(1): 72-78
- [8] 蔡晓铭,杨向宇.基于模糊 PID 的无刷双馈电机矢量控制[J].微特电机,2005,33(11):30-32
   Cai Xiaoming, Yang Xiangyu. Field oriented control based on fuzzy-PID controller for brushless double-fed machine[J]. Small & Special Electrical Machines, 2005, 33(11): 30-32(in Chinese).

- [9] Poza J, Oyarbide E, Roye D. New vector control algorithm for brushless doubly-fed machines[C]. Industrial Electronics Society IEEE 2002, 28th Annual Conference, Sevilla, USA, 2002.
- [10] 黄守道, 王耀南, 黄科元, 等. 无刷双馈电机转子磁场定向控制 策略的研究[J]. 电工技术学报, 2002, 17(2): 34-39.
  Huang Shoudao, Wang Yaonan, Huang Keyuan, et al. Study of the control strategy on rotor field orientation for brushless doubly- fed machine[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(2): 34-39(in Chinese).
- [11] Li R, Spee R, Wallace A K. Synchronous drive performance of brushless doubly-Fed motors[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1994, 30(4): 963-970.
- [12] 周欣欣,张爱玲.无刷双馈电机直接转矩控制转矩脉动最小化
  [J].电机与控制学报,2006,10(6):571-575.
  Zhou Xinxin, Zhang Ailing. Torque ripple minimization strategy for the direct torque control of brushless doubly-fed machines[J]. Electric Machines and Control, 2006, 10(6):571-575(in Chinese).
- [13] Brassfield W R, Spee R, Habetler T G. Direct torque control for brushless doubly-fed machines[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1996, 32(5): 1098-1104.
- [14] Sarasola I, Poza J, Rodriguez M A. Direct torque control for brushless doubly-fed induction machines[C]. IEEE International Conference on Electric Machines & Drives, Antalya, USA, 2007.
- [15] 邹旭东,朱鹏程. 基于电压解耦原理的感应电机无速度传感器矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(14): 98-102.
  Zou Xudong, Zhu Pengcheng. Speed sensorless for vector control of induction motor with voltage decoupling control principle
  [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(14): 98-102(in Chinese).
- [16] 王耀南,王辉.基于递归模糊神经网络的感应电机无速度传感器 矢量控制[J].中国电机工程学报,2004,24(5):84-88.
  Wang Yaonan, Wang Hui. The field-oriented control for speedsensorless induction motor drive based on recurrent fuzzy neural network[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 84-88(in Chinese).
- [17] 钱坤,谢寿生,高梅艳,等.改进的直接转矩控制在异步电机中的应用[J].中国电机工程学报,2004,24(7):210-214.Qian Kun, Xie Shousheng, Gao Meiyan, et al. The application of

improved direct torque control in asynchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(7): 210-214(in Chinese).

- [18] 马宪民.用波波夫超稳定性理论设计交流调速系统[J].辽宁工程 技术大学学报,2000,19(5):510-512.
  Ma Xianmin. Design of AC drive system using popov's hyperstability criterion[J]. Journal of Liaoning Technical University, 2000, 19(5): 510-512(in Chinese).
- [19] 赵明洁,杨莹春,诸静.基于 Popov 超稳定性理论的模糊自适应 控制器设计方法[J].自动化学报,2001,27(3):406-410.
  Zhao Mingjie, Yang Yingchun, Chu Jing. Design of fuzzy adaptive controlller based on Popov's hyperstability theory[J]. Acta Automatica Sinica, 2001, 27(3):406-410(in Chinese).
- [20] 王凤翔,张凤阁. 磁场调制式无刷双馈交流电机[M]. 长春: 吉林 大学出版社, 2004, 175-176.
- [21] Zhou D, Spee R, Wallace A K. Model reference adaptive speed control for doubly-fed machines[C]. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Maui, Hi, USA, 1993.
- [22] Miyasato Y. A design method of universal model reference adaptive controller [C]. The 1998 American Control Conference, Philadephia, USA, 1998.



收稿日期: 2009-02-18。

作者简介:

杨俊华(1965一),男,博士,教授,研究方向 为电机电器及其控制、风力发电机组的设计与控 制,Yly93@163.com;

吕惠子(1982—), 女,硕士研究生,主要研究 方向为无刷双馈电机的建模与控制;

吴捷(1937一),男,教授,博士生导师,主要 从事电力系统自动化控制、非线性控制、风力发电 系统、电力电子技术等方面的研究;

杨金明(1962一),男,博士,副教授,主要从 事非线性控制、风力发电系统、电力电子技术等方 面的研究。

(责任编辑 王剑乔)