

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2012.01.008

# 异步电机快速转矩控制研究

刘 鹏, 李文峰, 黄 钦, 李祥飞

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412008)

**摘 要:** 介绍了间接转矩控制 (ISC) 的基本原理, 并通过动态磁场削弱技术和 SVPWM 过调制技术, 将间接转矩控制由低速区扩展到全速度区。在仿真基础上, 对所提出的算法和传统的直接转矩控制算法所得磁链和转矩波形进行了对比。结果显示: 动态磁场削弱技术的应用, 会使转矩响应时间缩短, 控制系统响应速度加快, 从而证明了异步电机快速转矩控制算法具有良好的转矩和电流控制性能。

**关键词:** 异步电机; ISC; 快速转矩控制

**中图分类号:** TM301.2

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1673-9833(2012)01-0032-05

## Research of Fast Torque Control for Asynchronous Motor

Liu Peng, Li Wenfeng, Huang Qin, Li Xiangfei

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412008, China)

**Abstract:** Introduces the basic principle of indirect torque control, and through the method of dynamic magnetic field weakening technology and SVPWM modulation algorithm extends the indirect torque control to the full speed zone. On the basis of simulation research makes comparative study on the flux and torque waveform which got by the proposed algorithm and the traditional control algorithm. The results show: the dynamic magnetic field weakening technology will make the torque response time shorten and speed up the control system response, thus proves that the fast torque control algorithm for the asynchronous motor has good performance of torque and current control.

**Keywords:** asynchronous motor; ISC; fast torque control

## 0 引言

20 世纪 90 年代, 德国鲁尔大学 EAEE 研究室在 Depenbrock 和 Steimel 教授的领导下, 提出了直接自控制 (direct self control, DSC) 系统的改进方案间接转矩控制 (indirectly torque control, ISC)<sup>[1]</sup>, 并且成功地将其应用于大功率电机牵引的低速区, 有效地解决了传统直接转矩控制中低速区转矩脉动大的问题。从控制原理上看, 间接转矩控制主要通过

对定子磁链的跟踪来实现转矩的控制<sup>[2]</sup>, 所以说该控制方案仍属于直接转矩控制的范畴。ISC 是通过计算定子磁链的幅值增量和相位增量来决定空间电压矢量, 再通过空间电压矢量调制的输出来控制逆变器, 它可以在保证磁链轨迹为圆形的基础上, 对转矩进行稳态和动态调节, 因而系统具有良好的稳态和动态性能。

由于间接转矩控制主要用于低速区的控制, 并且控制性能优良, 所以本研究拟通过弱磁技术和空

收稿日期: 2011-12-05

基金项目: 湖南省教育厅优秀青年基金资助项目 (09B025)

作者简介: 刘 鹏 (1987-), 男, 山东章丘人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为变频调速系统,

E-mail: ily136@sina.com

间矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 过调制技术, 将间接转矩控制扩展到全速度区, 并且在仿真基础上, 通过与传统直接转矩控制结果的对比, 证明该方法具有优良性能。

## 1 间接转矩控制

### 1.1 间接转矩控制的基本原理

ISC 的控制系统框图如图 1 所示。

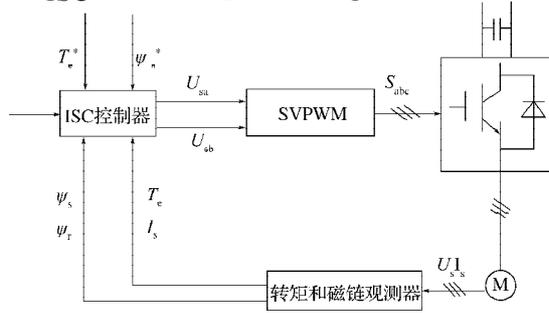


图 1 ISC 的控制系统框图

Fig. 1 The diagram of ISC control system

从图 1 中可以看出, ISC 的控制系统首先在定子坐标系中建立异步电机的数学模型, 得到定子磁链、转子磁链、转矩等相关量。然后, 通过当前定子磁链给定值、转矩给定值、电子电流和转速检测值, 以及定子磁链、转子磁链和转矩的计算值, 来确定当前采样周期与上一采样周期内定子磁链矢量的增量  $\Delta \psi_s$ , 并且根据定子电压矢量方程得到电压控制矢量。最后, 通过 SVPWM 输出逆变器的控制信号, 再由逆变器输出相应的电压电流信号来控制电机的运行, 从而实现异步电机的调速控制。

### 1.2 电压控制区算法

间接转矩控制中, 转矩、定子磁链、转子磁链都是必需的反馈量, 均可通过转矩与磁链观测器对其进行估算。ISC 控制算法是根据已知参数, 首先计算出当前周期 ( $\mu$ ) 与上一周期 ( $\mu - 1$ ) 内定子磁链的差值  $\Delta \psi_s(\mu)$ , 表示为<sup>[3]</sup>

$$\begin{aligned} \Delta \psi_s(\mu) &= \psi_s(\mu) - \psi_s(\mu - 1) = \\ & \{ [1 + k_s(\mu)] \cdot e^{j\Delta\chi(\mu)} \} \cdot \psi_s(\mu - 1) - \psi_s(\mu - 1) = \\ & \{ [1 + k_s(\mu)] \cdot e^{j\Delta\chi(\mu)} - 1 \} \cdot \psi_s(\mu - 1) \end{aligned} \quad (1)$$

式 (1) 中:  $\psi_s(\mu)$  和  $\psi_s(\mu - 1)$  分别为当前周期和前一周期定子磁链的空间矢量;

$k_s(\mu)$  和  $\chi(\mu)$  分别为定子磁链的  $\mu - 1$  时刻到  $\mu$  时刻的幅值增量和相位角增量。

由式 (1) 可以看出, 间接转矩控制中定子磁链的增量是由幅值增量和相位角增量组成的, 所以, 可通过幅值增量和相位角增量两个控制回路对  $\Delta \psi_s(\mu)$

进行调节。

相位角变化相当于定子频率在第  $\mu$  个脉冲周期上的积分, 可以表示为

$$\Delta \chi(\mu) = \int_{t_{\mu-1}}^{t_{\mu-1} + T_p} \omega_s dt = \bar{\omega}_{s,\mu} \cdot T_p = \Delta \chi_{r\mu} + \Delta \chi_{d\mu}, \quad (2)$$

式 (2) 中:  $\omega_s$  为定子频率;  $\bar{\omega}_{s,\mu}$  为平均定子频率;  $T_p$  为  $p$  分量上控制周期;  $\Delta \chi_{r\mu}$  为稳态位角增量;  $\Delta \chi_{d\mu}$  为动态位角增量。

式 (2) 的中间项表明, 当定子磁通空间矢量在整个脉冲周期内都以恒定的平均定子频率  $\bar{\omega}_{s,\mu}$  旋转时, 它也经历这个位角的变化。位角的变化在形式上由稳态位角增量  $\Delta \chi_{r\mu}$  和动态位角增量  $\Delta \chi_{d\mu}$  组成, 且稳态位角增量为

$$\Delta \chi_{r\mu} = (\omega + \omega_{r,\mu}) \cdot T_p / T_\sigma, \quad (3)$$

式 (3) 中:  $\omega$  为旋转频率;  $\omega_{r,\mu}$  为转差频率, 且

$$\omega_{r,\mu} = m/2 |\psi_{r,\mu}|^2,$$

这相当于在第  $\mu$  个脉冲周期中转子磁通空间矢量的位角变化, 并通过旋转频率系数和转差频率系数给出。

$$\text{又因为 } \omega_s = \omega + \omega_r + \dot{\theta}, \quad (4)$$

所以根据式 (2) ~ (4) 可得定子磁链的动态位角增量为

$$\Delta \chi_{d\mu} = \Delta \theta_\mu = \int_{t_{\mu-1}}^{t_{\mu-1} + T_p} \frac{\dot{\theta}}{T_\sigma} dt = \bar{\dot{\theta}} \cdot \frac{T_p}{T_\sigma}. \quad (5)$$

此时, 在第  $\mu$  个脉冲周期内对动态定子频率系数  $\dot{\theta}$  进行积分。由于段时间内的定子频率和转矩之间的传递特性具有积分特点, 且脉冲周期比转子漏时间常数小, 并假设转矩控制器具备足够的响应速度, 那么对系统稳定性和上升过程的观察来说, 只有定子频率和转矩之间的积分传递特性是重要的。在第  $\mu$  个脉冲周期要求的动态角增量  $\Delta \chi_{d\mu,\varepsilon}$  可以作为具有  $p$ -放大系数  $v_{r,\omega}$  的转差频率比例调节器的控制变量, 即

$$\Delta \chi_{d\mu,\varepsilon} = v_{r,\omega} \cdot (\omega_{r,\mu,\varepsilon} - \omega_{r,\mu}). \quad (6)$$

定子磁通和磁化电压之间也存在一个积分关系, 所以第  $\mu$  个脉冲周期中所求的定子磁通相对变化  $k_{s,\varepsilon}(\mu)$ , 可以作为具有  $p$ -放大系数  $v_\psi$  的定子磁通值, 与放大器的控制变量比较。在电压控制区中, 该值引导定子磁通值去跟踪调节得到的磁通给定值, 从而得  $k_{s,\varepsilon}(\mu) = v_\psi \cdot (\psi_{\mu,\varepsilon} - |\psi_\mu|)$ 。

在满足最大调制系数的情况下, 即使转矩快速提高, 期望的动态位角增量  $\Delta \chi_{d\mu,\varepsilon}$  较大时, 所要求的定子磁通空间矢量的位角变化  $\Delta \chi_\varepsilon(\mu)$  也总是较小的, 所以可以做以下近似:

$$e^{j\Delta\chi_\varepsilon(\mu)} \approx 1 + j \cdot \Delta \chi_\varepsilon(\mu), \quad (8)$$

所以式(1)可变为:

$$\Delta \psi_{s,\epsilon}(\mu) = \left\{ [1+k_{s,\epsilon}(\mu)] \cdot [1+j\Delta\chi_{\epsilon}(\mu)] - 1 \right\} \cdot \psi_s(\mu-1) = \left\{ k_{s,\epsilon}(\mu) + j[1+k_{s,\epsilon}(\mu)] \cdot \Delta\chi_{\epsilon}(\mu) \right\} \cdot \psi_s(\mu-1) \quad (9)$$

在电压控制区中,磁通值的控制偏差很小,定子磁通值调节器的控制变量  $k_{s,\epsilon}(\mu) \ll 1$ , 所以式(1)将被简化,并且可得到第  $\mu$  个脉冲周期要求的定子磁通变化为

$$\Delta \psi_{s,\epsilon}(\mu) \approx \left[ k_{s,\epsilon}(\mu) + j\Delta\chi_{\epsilon}(\mu) \right] \cdot \psi_s(\mu-1) \sim \bar{u}_{\psi,d,\epsilon,\mu} + j \cdot \bar{u}_{\psi,q,\epsilon,\mu} \quad (10)$$

式(10)的右边部分表明所要求的磁化电压空间矢量  $\bar{u}_{\psi,\epsilon,\mu}$  可以分成两部分:一个是与定子磁通空间矢量平行的分量  $\bar{u}_{\psi,d,\epsilon,\mu}$ , 用于定子磁通值调节器;另一个是相对此旋转  $+90^\circ$  的分量  $\bar{u}_{\psi,q,\epsilon,\mu}$ , 用于转矩调节器或者转差频率调节器。可以进一步得到第  $\mu$  个脉冲周期中所要求的平均定子电压为

$$\bar{u}_{s,\epsilon,\mu} = \rho(1-\sigma)/\omega_0 \cdot y_{s,v-1} + (T_\sigma/T_p\omega_0) \cdot (k_{\psi,\epsilon,\mu} + j \cdot \Delta\chi_{\psi,\epsilon,\mu}) \cdot \psi_{\mu-1} \quad (11)$$

如果考虑到运行时测得的直流电压系数  $k_{u,\mu-1}$ , 则可得第  $\mu$  个脉冲周期中所要求的每个脉冲周期的逆变器调制系数为

$$n_{\epsilon,\mu} = \frac{1}{k_{u,\mu-1}} \cdot \bar{u}_{s,\epsilon,\mu} \quad (12)$$

以上分析基于定子坐标系即静止坐标系在电压控制区的控制方案,但是,为了在转矩增大时改进电压上升的时间,在电压控制区,特别是磁场削弱区中应利用动态磁场削弱技术。而定子磁通定向的坐标系(即旋转坐标系)中实现动态磁场削弱相对较简单,所以应当在定子磁通定向坐标系中实现以上控制器。

不难获得变换到定子磁通定向的参考系中去所需要的变换函数,为

$$e^{j\chi_{\mu-1}} = \frac{\psi_{v-1}}{|\psi_{v-1}|} \quad (13)$$

此时,在定子磁通定向的参考系中,定子电压方程为

$$\bar{u}_{s,\epsilon,\mu}^* = \frac{\rho(1-\sigma)}{\omega_0} \cdot y_{s,v-1}^* + \frac{T_\sigma}{T_p\omega_0} \cdot (k_{\psi,\epsilon,\mu} + j \cdot \Delta\chi_{\psi,\epsilon,\mu}) \cdot \psi_{\mu-1} \quad (14)$$

### 1.3 磁场削弱区的动态弱磁控制原理

在磁场削弱区中,电机总是以最大的定子电压

幅值供电的。定子电压幅值的大小选取,与所选择的脉冲宽度调制方法的最大调制系数以及中间回路电压的高度有关。在定子坐标系中,定子电压空间矢量为  $u_s = j \cdot a_f \cdot k_{u,d} \cdot e^{j(\chi_\mu + \delta_u)}$ 。

式中  $\delta_u$  为定子电压角。

$u_s$  的值是最大的,并且只能沿负方向调节其电压角  $\delta_u$ , 因为正的电压角会导致定子磁通值放大,而负的电压角会使得磁通值减小。

满调制的逆变器不再提供定子电压幅值的动态控制裕度,在恒定的中间回路电压下,定子磁通空间矢量沿轨迹运动的速度也不能再增大,为了快速提高转矩,要求的大动态定子频率,只能通过定子磁通轨迹相对于它的稳态曲线动态缩短的办法得到。

动态磁场削弱时,定子磁通的空间矢量状况见图2。如图2所示,工作点  $A$  和  $C$  之间的转换要尽可能快速地完成,又因为  $AC$  之间直线最短,所以  $A$  点的磁通要以最大的速度跨过  $AC$  之间的直线,同样也使得转矩的上升时间尽可能最短,从而达到快速提高转矩的要求。

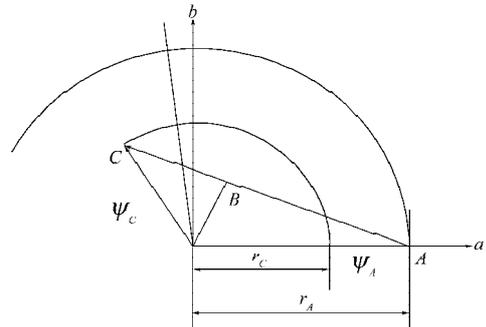


图2 动态磁场削弱时定子磁通空间矢量分析

Fig. 2 The spatial vector analysis of the stator flux in the weakening dynamic magnetic field

对于点  $A$  必要的电压角,将通过减少与定子磁通空间矢量平行的电压分量进行控制。在定子磁通空间矢量通过  $AC$  之间的最短轨迹时,转子磁通空间矢量还是以稳态定子频率系数按照以前几乎不变的轨迹圆旋转。点  $C$  的磁通角是通过动态轨迹缩短形成的,因此动力矩增加了,这种方法称为“动态磁场削弱”。

### 1.4 动态磁场削弱技术的实现

要实现动态磁场的削弱技术,首先应计算稳定调出的每个脉冲周期逆变器调制系数值  $|n_{ref,v}|$ , 使得在保持设计磁通时应当得出所希望的稳定定子频率。为了做到这一点,先把力求稳定的位角变化  $\Delta\chi_{ref,v}$  乘以稳定的定子磁通给定值  $\psi_{ref,v} \circ \psi_{ref,v}$  是通过电压控制

区中得到的定子磁通给定值 $\psi_{ref,v}^*$ 与定子磁通预控制器所得到的所谓的磁场削弱系数 $\gamma_{v-1}$ 相乘产生的。下面将说明稳态磁场削弱系数 $\gamma_{v-1}$ 的计算。其中脚注 $v-1$ 意味着只有在第 $v$ 个脉冲周期起始点已经存在的稳态磁场削弱系数才能够使用。

接着,应计算所需要的稳态磁化电压的 $q$ -分量 $u_{\psi,q,ref,v}$ 并与定子压降相加,按照

$$|u_{s,ref,v}| = |u_{s,d,ref,v} + j \cdot u_{s,q,ref,v}|$$

生成所需要的稳态定子电压空间矢量。考虑运行时测定的直流电压系数 $k_{u,d,v-1}$ 。从而可以得到所要求的每个脉冲周期的逆变器稳态调制系数 $|n_{ref,v}|$ ,并最后折算到稳态磁场削弱系数 $\gamma_{v-1}$ 上去。如果这个折合到 $\gamma_{v-1}$ 的每个脉冲周期的调制系数 $|n_{ref,v}|/\gamma_{v-1}$ 小于或等于所用脉宽调制方法的最大调制系数,那么在电压控制区中存在一个工作点,稳态磁场削弱系数 $\gamma_v$ 是最大调制系数与折合到实际调得的稳态磁场削弱系数 $\gamma_{v-1}$ 的每个脉冲周期调制系数空间矢量值之比,即

$$\gamma_v = \frac{\alpha_f \cdot \gamma_{v-1}}{|n_{ref,v}|}, \quad (14)$$

此值在这种情况下大于或等于 1。考虑部分调制的逆变器以所要求的定子磁通值 $\psi_{ref,v}^*$ 下在电压控制区中存在工作点,故限制磁场削弱系数为 $\gamma_v=1$ 。

如果每个脉冲周期的调制系数 $|n_{ref,v}|/\gamma_{v-1}$ 的折合值大于最大调制系数,那么在磁场削弱区存在一个工作点,此时稳态磁场削弱系数 $\gamma_v < 1$ ,并且作为下一个脉冲周期的稳态磁场削弱系数。那么在最大定子电压幅值的情况下总是能正确地调出所要求的定子频率。预控制的定子磁通控制器稳定地得到定子磁通给定值,即

$$\psi'_{ref,v} = \psi_{ref,v}^* \cdot \gamma_v, \quad (15)$$

为了实现动态磁场削弱,需运用一个具有 P-放大系数 $V_{\omega,r,\psi}$ 的比例调节器,它是定子磁通给定值的稳定预控制,以所说动态磁场削弱系数

$$\gamma_{Dv} = 1 - V_{\omega,r,\psi} \cdot \Delta\chi_{D\mu,\varepsilon} \quad (16)$$

加权,它是由转差频率控制器的控制变量 $\Delta\chi_{D\mu,\varepsilon}$ 直接导出的采用 $V_{\omega,r,\psi} < 1$ 的系数。对动态运行,定子磁通给定值为式(15)的稳定预控制定子磁通给定值与式(16)算出的动态磁场削弱系数之积,即

$$\psi_{ref,v} = \psi_{ref,v}^* \cdot \gamma_v \cdot \gamma_{Dv} \quad (17)$$

## 2 仿真分析

本研究中针对一个 29 kW 的异步电机进行了基

于 Matlab/Simulink 的仿真,并将仿真结果与传统的 DSC 控制算法结果进行了比较。

主要的仿真参数为:定子磁链给定 $\psi_s^*=1$  Wb,定子电阻 $R_s=0.1165 \Omega$ ,转子电阻 $R_r=0.1496 \Omega$ ,漏电感 $L_\delta=0.0044$  H,互感 $L_m=0.0655$  H,极对数 $P_n=2$ 。

在异步电机运行 2 s 时突加负载 50 N·m,传统 DSC 定子磁链和转矩波形及快速转矩控制的磁链和转矩波形如图 3~5 所示。

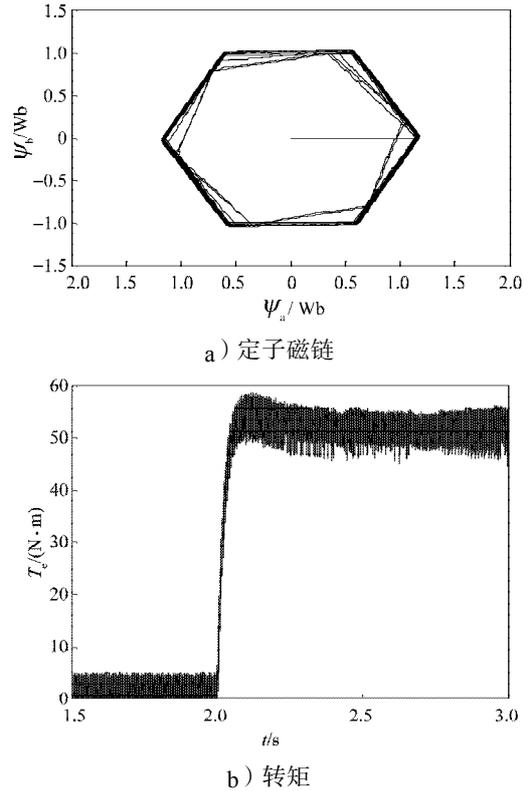
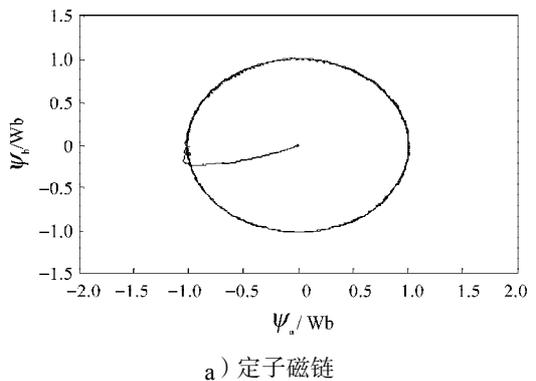


图 3 传统 DSC 定子磁链和转矩波形

Fig. 3 The waveforms of traditional DSC stator flux and torque

对比图 3 和图 4,可以看出快速转矩控制方案的性能比较优越,转矩脉动较小,定子磁链是圆形磁链,表明该方案有效地解决了传统直接转矩控制低速时所存在的问题。



a) 定子磁链

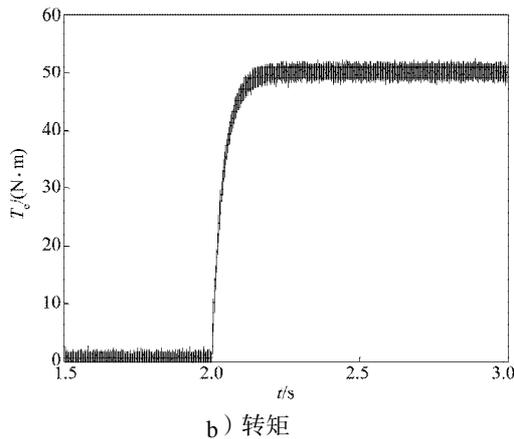


图4 快速转矩控制的定子磁链和转矩波形

Fig. 4 The waveforms of fast torque control stator flux and torque

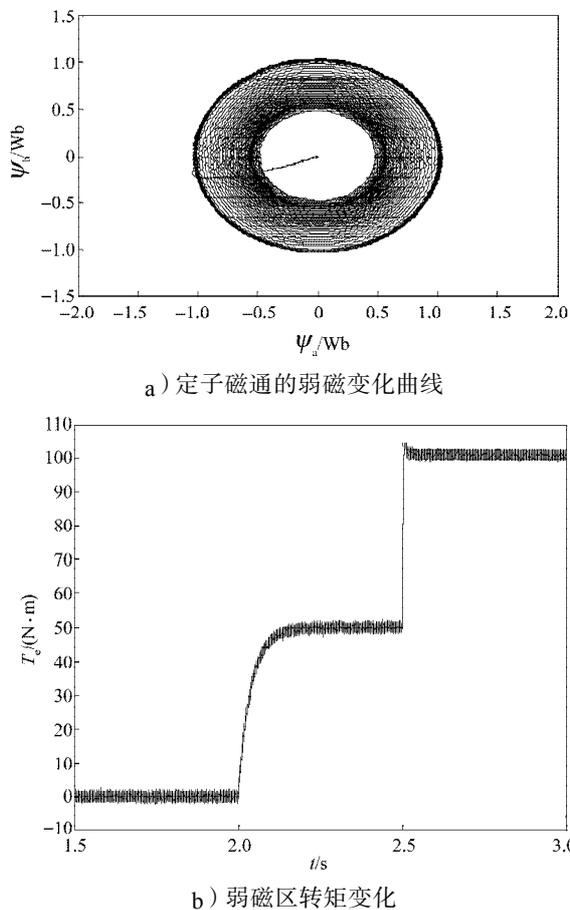


图5 弱磁区磁通和转矩波形

Fig. 5 The waveforms of stator flux and torque in the weak magnetic area

从图5可以看出,在2s时突加负载50 N·m条件下,系统在2.5s时进入动态磁场削弱区;通过2个

转矩变化可以看出,动态磁场削弱技术的应用使得转矩响应时间明显缩短,转矩响应速度加快。

### 3 结语

本文主要研究了间接转矩控制,进一步推导了电压控制区算法中的数学公式和物理意义。通过过调制和动态磁场削弱技术的应用,将间接转矩控制扩展到全速度区,实现了异步电机的快速转矩控制。并对一个29 kW的异步电机进行了基于Matlab/Simulink的仿真实验,仿真结果显示:动态磁场削弱技术的应用,会使转矩响应时间缩短,控制系统响应速度加快,从而验证了所提算法的有效性。

### 参考文献:

- [1] Depenbrock M. Direct Self Control(DSC) of Inverter-Fed Induction Machine[J]. IEEE Trans. PE, 1988, 13(4): 420-429.
- [2] 胡崇岳. 现代交流调速技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001: 166-200.  
Hu Chongyue. Modern AC Speed Regulation Technology [M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2001: 166-200.
- [3] 王 坚. 基于恒开关频率空间矢量调制的异步电机间接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2007, 22(6): 35-40.  
Wang Jian. Space Vector Modulated Based on Constant Switching Frequency Indirect Torque Control for Induction Motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(6): 35-40.
- [4] 杜永红, 李哲峰, 刘志刚. 异步电动机间接磁场定向控制双闭环系统[J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 24-28.  
Du Yonghong, Li Zhefeng, Liu Zhigang. Indirect Field Orientation Double Close Loop System of Induction Motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 24-28.
- [5] 李祥飞, 邹莉华. 基于全阶磁链观测器的间接转矩控制研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(9): 33-55.  
Li Xiangfei, Zou Lihua. Research on Indirect Torque Control Based on Full Order Flux Observer[J]. Power Electronics, 2007, 41(9): 33-55.

(责任编辑: 廖友媛)