

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2016.04.010

车用异步电机的一种最佳响应性能整定方法

王婷婷, 马钧华

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:异步电机的转子磁链定向矢量控制具有自然解耦的特点,正确解耦有助于车用异步电机获得最大电磁转矩的需求,只是解耦需要准确的电机参数。通过分析转差频率与转子时间常数的关系,及当转子时间常数不准确时的转矩变化趋势,文章提出了一种整定方法,不追求参数和解耦的准确性,而以“最大加速度/转矩电流”为目标。先通过离线辨识得到定子参数,据此估算额定励磁电流值和转子参数的搜索初值,再通过实际电机的最快响应来搜索不同转矩电流下对应的转子时间常数的函数关系。在基于TMS320F28069搭建的驱动系统上进行了实验。实验结果表明,电机的加速性能与控制算法中的转子时间常数密切相关,当转矩电流与此转子时间常数满足一定的函数关系时,单位电流的转矩达到最大,电机的加速性能最优。研究有助于提高车用异步电机的加速性能。

关键词:电动车用异步电机;目标整定法;转子时间常数;最大转矩

中图分类号:TM343.2

文献标志码:A

文章编号:1005-2895(2016)04-0049-06

Best Response Setting Method of Induction Motor for Electric Vehicle

WANG Tingting, MA Junhua

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Induction motor rotor flux oriented vector control has the characteristic of natural decoupling. Correct decoupling helps to gain maximum electromagnetic torque for vehicles using induction motor, but the decoupling is based on accurate motor parameters. By analyzing the relationship between slip frequency and rotor time constant, and also rotor time constant and torque, this paper puts forward a method, which does not pursue the accuracy of the parameters and the decoupling but takes "maximum acceleration/torque current ratio" as its goal. Firstly stator parameters were obtained by off-line identification, which was used to estimate the rotor excitation current value and initialize the rotor parameters; then the function relationship between q-axis current and torque rotor time constant was searched through the fastest response of actual drive. An experiment had been carried out on a drive system with TMS320F28069 as control core. The experimental results showed that the acceleration was closely related to the rotor time constant of the control algorithm, if the rotor time constant and q-axis current met a certain function relation, unit current produced maximum torque and drive got optimal acceleration performance. This method is helpful to improve the acceleration performance of induction motor.

Key words: induction motor for electric vehicle; target tuning; rotor time constant; maximum torque

车用异步电机结构简单,成本低廉,运行可靠;控制算法需要的位置信息可由较为简单的相对位置编码器提供,而无需同步电机所需的绝对位置编码器;同时,异步电机易实现弱磁控制,扩大了电机的运行速度范围。因此,异步电机广泛用于电动汽车的驱动系统中。研究车用异步电机的控制算法,提高性能具有实际应用价值。

异步电机是一个多变量、强耦合、非线性的时变系统,而转子磁链定向矢量控制,将定子旋转坐标系的 d 轴与转子磁链矢量重合,实现电机定子电流励磁分量和转矩分量的解耦控制,等效成直流电机,实现电磁转矩和磁链的独立控制^[1-2]。

解耦需要准确的电机转子参数,但是转子参数的获得没有简单直接的测量方案,且参数本身也会在运

收稿日期:2015-12-29;修回日期:2016-03-01

作者简介:王婷婷(1990),女,浙江绍兴人,硕士研究生,主要研究方向为电动汽车电机控制。E-mail:ttwang1224009@163.com

行中变化,如转子电阻随温度的变化。车用异步电机中一个主要的指标是力求单位电流的力矩最大,以获得百公里加速时间最短。为此,本文提出了一种“最大加速度/转矩电流”的目标整定法。

1 间接转子磁场定向的基本公式

本文采用间接转子磁场定向控制的方案,这是一种基于转子速度检测和转差速度计算的转子磁链位置定向的控制方式。其控制框图如图1所示。

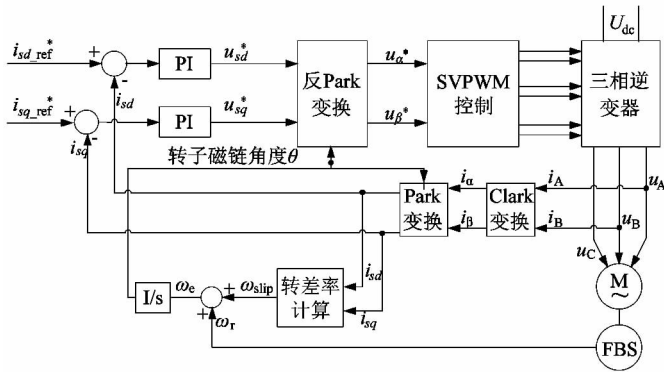


图1 电机矢量控制框图

Figure 1 Motor vector control block

当将定子旋转坐标系的 d 轴与转子磁链矢量重合,即按转子磁场定向矢量控制时,有^{[3]337}

$$\left. \begin{aligned} \Psi_r &= \frac{L_m}{T_r s + 1} i_{sd}; \\ T_e &= \frac{3}{2} \frac{n_p L_m}{L_r} \Psi_r i_{sq} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: s 代表微分算子, Ψ_r 是转子磁链幅值, T_e 是电磁转矩; i_{sd} 为励磁电流, i_{sq} 为转矩电流; L_m 为激磁电感; $L_r = L_{lr} + L_m$,为转子电感, L_{lr} 是转子漏感; $T_r = L_{lr}/R_r$,是转子时间常数; R_r 是转子电阻; n_p 为电机的极对数。

在已知转子速度和转差速度的条件下,转子磁场定向速度有^{[3]370}

$$\left. \begin{aligned} \omega_e &= \omega_r + \omega_{slip}; \\ \omega_{slip} &= \frac{L_m i_{sq}}{T_r \Psi_r} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

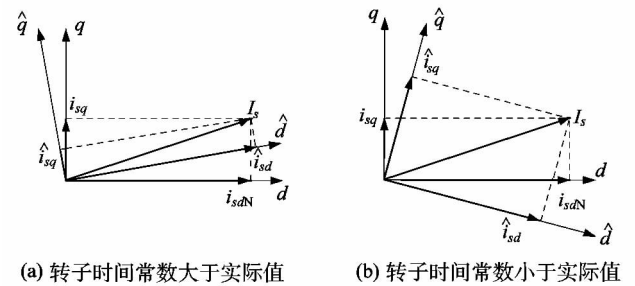
式中: ω_e 是转子磁链速度, ω_r 是转子速度, ω_{slip} 是转差速度。

2 转子时间常数对电机转矩的影响

由式(2)可知,在转矩电流已知(可检测时),转子磁场稳定的情况下, $\Psi_r = L_m \cdot i_{sd}$,转差速度与转子时间常数 T_r ,转矩电流 i_{sq} 有关。当估算的时间常数小于实际值时,电机的转差速度变大,定子旋转坐标系的 d 轴超前转子磁链矢量;反之,则落后。定子旋转坐标系的

d 轴超前或者落后于转子磁链矢量时,定子电流均不能实现完全解耦^[4-6]。

图2为电机在驱动状态下转子时间常数不准确对转子磁链定向的影响(逆时针方向为正)。需指出,因为有电流调节器的存在,名义上的电流分量总能实现对指令值的跟随,即幅值相同。因此,即使出现磁场定向不准,在相同的 d 、 q 轴电流指令下,电机电流矢量是不变的。这就意味着磁场定向不准实际是上是对 d 、 q 轴电流进行了重新分配^[7]。所以,只有解耦正确时,按额定值施加的激磁电流,才能实现额定的磁场强度,同时,转矩才可独立控制。



(a) 转子时间常数大于实际值 (b) 转子时间常数小于实际值

图2 转子时间常数不准确对转子磁链定向的影响

Figure 2 Rotor time constant influence on rotor flux orientation

从图2可看出,当解耦偏离后,重新分解到正确坐标下的 d 、 q 轴电流(带标号 $\hat{\cdot}$),已经发生了改变。对应图2(a),因为电机磁路的饱和,过大的 d 轴电流并不能提供更大的磁场,同时 q 轴电流减小了,结果是转矩减小;对应图2(b), d 轴电流减小, q 轴电流增加(增加量大于 d 轴电流减少量),转矩反而有所增加。也就是说,正确解耦与单位电流的转矩最大不是重合关系。

对于需要最大转矩的使用场合,如汽车的加速过程,本文所设计的控制算法下,能够实现单位电流的转矩最大。因此,可以通过整定控制算法中的转子时间常数得到最大电磁转矩,实现电机的加速过程最短。

3 整定参数初值的获得

考虑到转子电阻值与定子电阻值数量级相当,本文采用离线辨识电机定子参数的方法,来获得转子整定参数的初值。

现有的离线辨识方法较多,有些方法需要在特定的硬件条件下才能实现。本文采用驱动器本身的硬件资源,通过软件编程,按直流伏安法辨识得到电机定子电阻值,用空载实验辨识电机定子电感值^[8-10]。转子电阻初值将直接使用定子电阻辨识值,而定子电感值用于确定额定励磁电流。

3.1 定子电阻辨识

图3所示为电机直流伏安法的电路模型。

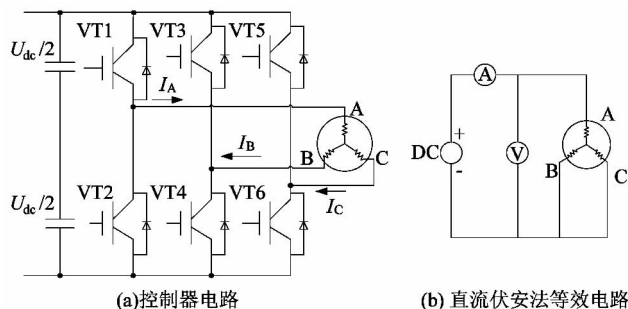


图3 电机直流伏安法的电路模型

Figure 3 Model of DC voltammetry

以A相为例说明直流伏安法的原理。设置VT₃、VT₅常关,VT₄、VT₆常开,VT₁、VT₂交替导通,则图3(a)相当于是一个降压斩波电路。当VT₁导通时,电机上的电压为母线电压 U_{dc} ,VT₂导通时,电机上的电压为0,故加在电机上的平均电压 U 与PWM的占空比 D 有关,满足 $U = U_{dc} \cdot D$ 。当占空比 D 保持不变,PWM频率较高时,电机端电压可等效成直流平均值。当电流稳定后,电机定子电阻有

$$R_s = \frac{2U_{dc} \cdot D}{3I_A}, \quad (3)$$

式中 I_A 表示A相电流。

因所用电机的绕组电阻很小,母线电压较大,为了避免大电流烧坏电机,所用的PWM占空比很小,故在计算电阻时需考虑死区时间的影响,如图4所示。

另外,考虑到测量误差以及电机电源接线等综合影响,设置一个修正系数 k 。修正系数可通过实测给定电压与实际作用到电机定子端的电压的关系得到,以提高辨识精度。具体计算如公式(4)所示。

$$\left. \begin{aligned} D' &= D - D_{\text{deadband}}; \\ \Delta U &= k \cdot D'; \\ R_s &= \frac{3}{2} \frac{U_{dc} \cdot D' - \Delta U}{I_A} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: D_{deadband} 为死区时间占空比; D' 为实际作用在功率管上的占空比; ΔU 是器件非线性等因素引起的电压误差。

3.2 定子电感辨识

在 V/f 控制下空载运行时,如忽略电机轴上的机械负载,电机空载转速非常接近于同步转速,转差速度接近于0,转子回路相当于开路。此时电机的等效电路如图5所示,各参数已归算到定子侧。

此时电机端电压和电流之间的关系有:

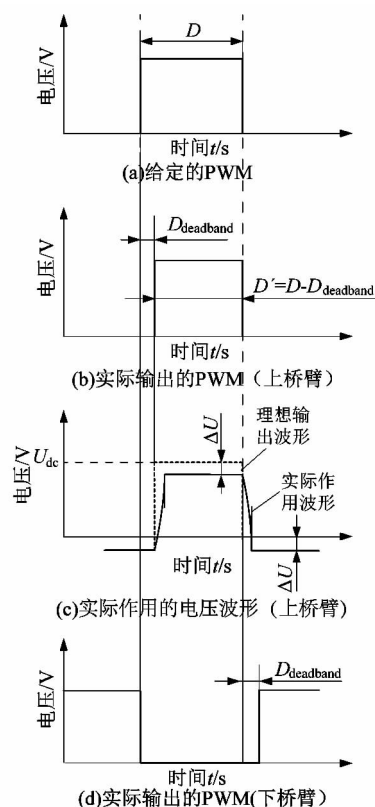
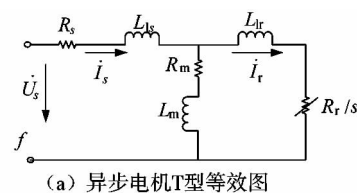
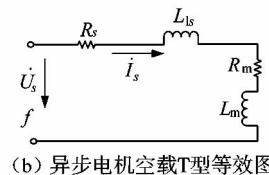


图4 PWM波形与实际作用在功率管上的信号电压

Figure 4 PWM signal waveform and actual voltage effect on power tube



(a) 异步电机T型等效图



(b) 异步电机空载T型等效图

图5 异步电机模型等效电路

Figure 5 Equivalent circuit of induction motor model

$$\begin{aligned} \dot{U}_s &= (R_s + R_m) \cdot \dot{I}_s + j(X_{ls} + X_m) \cdot \dot{I}_s; \\ L_s &= \frac{X_{ls} + X_m}{2\pi f} \approx \frac{X_m}{2\pi f} = L_m. \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $\dot{U}_s$ 为定子端电压; $\dot{I}_s$ 为定子端电流; R_s 为定子电阻; R_m 为励磁电阻; X_{ls} 为定子漏抗; X_m 为励磁感抗; L_s 为定子电感; f 为电机频率; j 表示虚数。

当电机转速、端电压较高时,定子电阻及励磁电阻均可忽略不计,定子电感值近似为

$$L_s \approx \frac{|\dot{U}_s / \dot{I}_s|}{2\pi f} \quad (6)$$

4 最佳目标整定法设计

在基频以下,电机的电磁转矩是汽车加速过程最需考虑的。控制算法中的转子时间常数与解耦控制精度相关,同样直接影响了单位电流的转矩输出。为此,提出了“最大加速度/转矩电流”的目标整定法。不具体检查解耦的正确性,而是追求给定电流下能够获得最大的转矩,搜索获得控制算法中时间常数参数的最佳值。

具体方法:约定 d 轴电流取额定值,电机空载;给定一个 q 轴电流,电机从静止加速到一给定速度,搜索控制算法中的转子时间常数 T_r ,使电机加速时间最短。也就是一定转动惯量下的平均加速度最大,即单位转矩电流下力矩最大。递增 q 轴电流并重复上述过程,建立转矩电流 i_{sq} 与最佳转子时间常数 T_r 的函数关系。需要说明的是,加速时间是一种平均值的效应,可自然地过滤掉各种白噪声干扰。具体流程如图6所示。

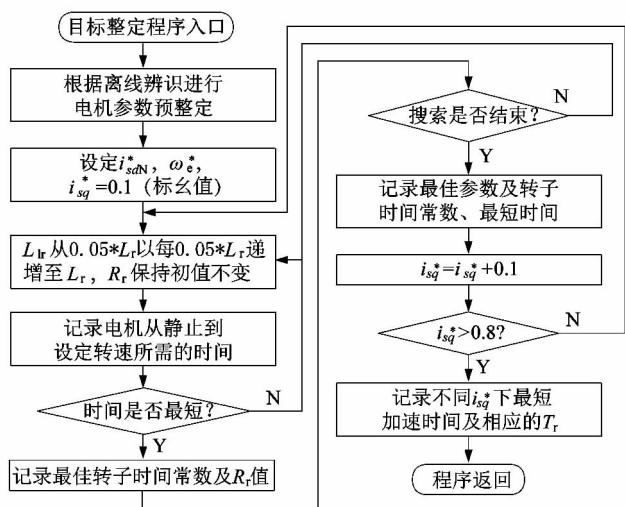


图6 最佳目标整定法流程图

Figure 6 Flowchart of Best goal Tuning

实际使用时,根据给定的 q 轴电流 i_{sq} ,查上述函数得到 T_r 放入控制算法中,就可以获得单位电流最大转矩的目标。

5 实验验证

在基于 TMS320F28069 搭建的驱动系统上进行了实验验证。电机的额定参数如表1所示。

表1 异步电机额定参数

Table 1 Rated parameters of induction motor

额定功率/ kW	额定线 电压/V	额定线 电流/A	额定转速/ ($r \cdot \min^{-1}$)	额定 频率/Hz
5	48	94	3 000	103

5.1 定子电阻和电感辨识结果

为了得到较为准确的测量结果,对电流电压值进行多次采样求平均值。同时为了减小 PWM 死区时间对测量结果的影响,在电机绕组能承受的电流范围内,尽可能提高占空比。选取3次测试结果,数据如表2所示。表3是将毫欧表测得的电阻参数与辨识参数进行比较的结果,定子电阻辨识结果满足一定的准确性。

表2 电机定子电阻辨识各电压电流值

Table 2 Various voltage and current values in stator resistance identification

D'	U_{dc}/V	I_A/A	占额定电 流的百分 比/%	$\Delta U/V$	电阻辨 识值/ mΩ	平均电 阻辨识 值/mΩ
0.040 0	45.61	112.97	120.18	0.904 56	5.470 8	
0.037 5	45.89	106.10	112.87	0.857 96	5.421 3	5.50
0.035 0	47.22	99.90	106.28	0.811 37	5.614 5	

表3 电机定子参数辨识结果

Table 3 Result of stator resistance identification

R_s 实测值/mΩ	R_s 辨识值/mΩ	R_s 误差/%
5.325	5.50	3.33

在定子电感的辨识中,取频率、电压较大的3次测试,忽略电机电阻,得到表4数据,其中 f^* 为电机频率标么值, U_s^* 为电机电压有效值的标么值, I_s 为实际定子电流有效值。

表4 电机定子电感辨识各电压电流值

Table 4 Voltage and current values in stator inductance identification

f^*	U_s^*	I_s/A	占额定电 流的百分 比/%	电感辨 识值/mH	平均电感 辨识值/mH
0.93	0.909	46.2	49.15	0.905 9	
0.88	0.865	45.9	47.55	0.917 0	0.924
0.83	0.834	44.7	46.81	0.950 6	

当电机频率、电压达到额定值时,即 $f^* = 1.0$, $U_s^* = 1.0$,可根据辨识的定子电感计算得到此时的电流 $I_s = 46.55$ A,此时检测到的实际电流为 49.06 A,两者相差不大,说明辨识得到的定子电感具有一定的准确性。

由式(5)可知, $L_m \approx L_s$,且空载时的转矩电流分量很小,故可认为额定电压频率下的空载电流即为额定激磁电流 i_{sdN} 。将上述计算电流 $I_s = 46.55$ A 化为标么值,得 $i_{sdN}^* \approx 0.5$ 。

5.2 转子时间常数对转矩的影响

图7所示为励磁电流为额定值不变,转矩电流(标么值) $i_{sq}^* = 0.2$ 时不同转子时间常数下电机的加速

时间。当转子电阻保持恒定时,转子时间常数的变化反映为转子漏感的变化。从图中可以发现,随着转子漏感变大(即转子时间常数变大),电机加速时间由长变短再变长,说明在给定的转矩电流下,存在最佳转子时间常数使电机电磁转矩最大。

当励磁电流为额定值不变时,“最大加速度/转矩电流”时的转矩电流和转子时间常数的关系如图8所示。黑点是实际检测到的值,直线为拟合曲线,两者的

变化趋势近似直线。

图9所示为不同 i_{sq}^* 下,电机加速时间最短时的加速时间。从图中可以发现,随着 i_{sq}^* 的增加,最短加速时间减少。

图10是给定转矩电流 i_{sq}^* 为0.1时,最短电机加速过程的实时波形记录。转差速度 ω_{slip}^* (标么值)的波形与转矩电流 i_{sq}^* 的波形形状一致,与公式(2)吻合。

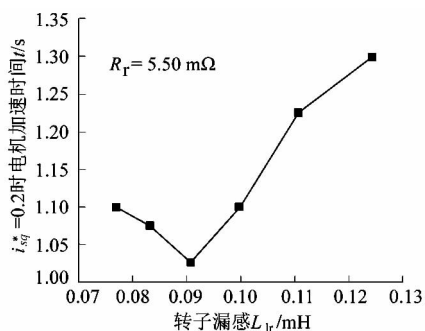


图7 不同转子参数下电机的加速时间

Figure 7 Acceleration time of different rotor parameters

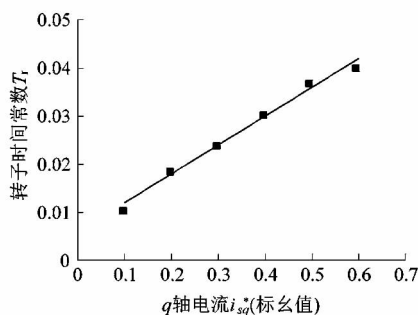


图8 q 轴电流与转子时间常数的关系曲线

Figure 8 Curve of relationship between q -axis current and rotor time constant

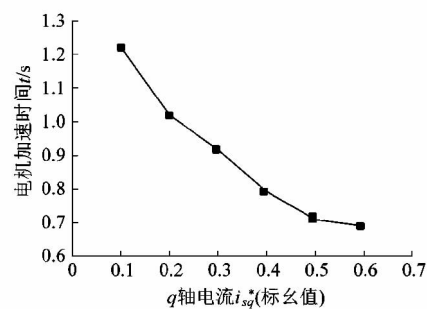


图9 不同 i_{sq}^* 下最短加速时间

Figure 9 Minimum acceleration time under different i_{sq}^*

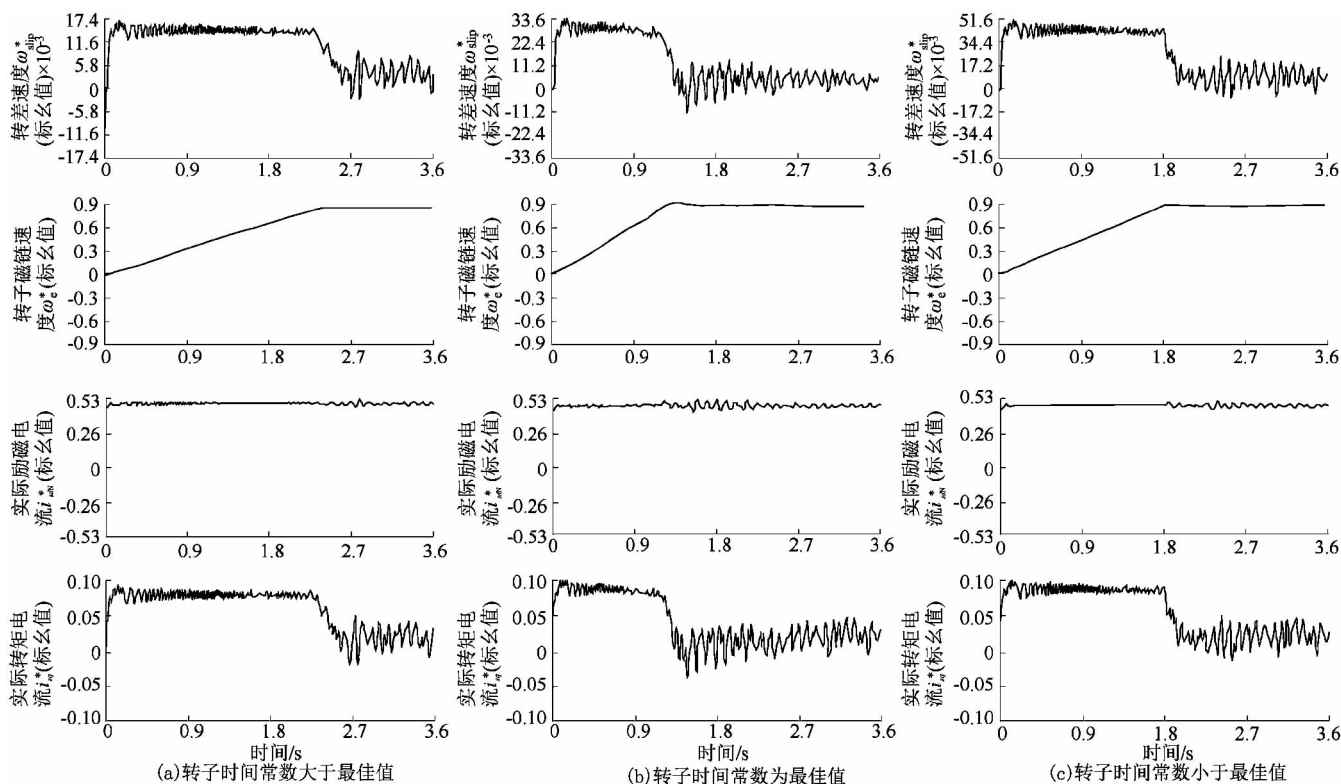


图10 同转矩电流不同转子时间常数下电机的最快加速过程实时曲线

Figure 10 Real-time curves of acceleration process under different rotor time constants

(下转第57页)