

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.170209

# 异步牵引电机方波单电流闭环控制策略及其参数鲁棒性分析

李 华 方晓春 林 飞 杨中平 朱龙胜

(北京交通大学电气工程学院 北京 100044)

**摘要** 在轨道牵引传动系统中,电机在弱磁区通常采用方波控制。方波下传统矢量控制算法受限于电压角度这一单自由度而失效。同时,电机控制中磁场定向的准确与否受电机参数变化的影响。因此,方波下准确的磁场定向控制是牵引电机在弱磁区高性能控制的关键。该文针对方波特殊工况,提出一种单电流闭环弱磁控制策略,方波下电机q轴电压指令通过d轴电压指令和逆变器可输出最大电压得到。利用电机方程推导得到方波下电机参数变化对电机输出转矩、磁链、电流和电压的影响,进而分析了所提方波控制策略的参数鲁棒性。仿真和实验结果表明,该方法可实现对电机电流快速精准地控制,能够对因电机参数变化引起的磁场定向不准进行校正,保证电机输出期望转矩。

**关键词:** 牵引电机 方波 单电流闭环 弱磁 磁场定向 鲁棒性

**中图分类号:** TM921

## Singles Current Loop Control Strategy of Induction Traction Motor in Square Wave Mode and Its Parameter Robustness Analysis

Li Hua Fang Xiaochun Lin Fei Yang Zhongping Zhu Longsheng

(Electrical College of Beijing Jiaotong University Beijing 100044 China)

**Abstract** In high power traction drive system, traction motor usually operates under square wave mode in the field-weakening area. The traditional vector control under the square wave mode is limited by the single control freedom degree. Meanwhile, accurate field orientation is affected by the rotor time constant. Therefore, the accurate field-oriented control under the square wave mode is the key to the high performance control of the traction motor in the field-weakening area. This paper proposes a single current loop control strategy for the square wave mode. Q-axis voltage is calculated from the d-axis voltage and the maximum output voltage of inverter. The influence of the motor parameters on the output torque, flux linkage, current and voltage of the square wave mode is deduced by the motor equation, and then the parameter robustness of the proposed control strategy is analyzed. The simulation and experimental results show that the proposed method can realize the fast and precise control of the motor current, and accurate field orientation can be achieved to ensure that the motor outputs the desired torque.

**Keywords:** Traction motor, square wave mode, single current loop, field-weakening, field-oriented, parameter robustness

## 0 引言

通过解耦实现转矩和磁链独立控制的磁场定向矢量控制在轨道牵引传动系统中得到广泛的应用。目前,我国引进以及自主研发生产的高速列车动车组普遍采用转子磁场定向矢量控制<sup>[1]</sup>。实现高性能矢量控制的关键是精准的磁场定向<sup>[2]</sup>。而在列车运行中,受温度变化、磁饱和以及趋肤效应等因素的影响,会导致电机参数发生变化,造成电机磁场定向不准,进而导致电机控制性能下降,输出转矩不理想,严重时会引起暂态振荡<sup>[3,4]</sup>。

针对磁场定向控制对参数的敏感性,国内外学者做了很多研究。文献[5]分析了因参数变化导致磁场定向不准对电机转矩脉动和效率的影响。文献[6]基于电机数学模型推导得到了转子时间常数的补偿量。文献[7]通过状态观测器进行电机参数辨识。这两种方法都用到了电机电感参数,而电机运行过程中,电感参数也在变化。文献[8,9]基于观测 q 轴磁链误差进行磁场校正,在此基础上,文献[10]提出基于磁链和电流点乘的磁场校正策略,该类方法易受磁链观测、死区等因素的影响。文献[11]提出基于无功功率的磁场校正策略,在计算无功功率时,实际电压利用重构电压代替,没有考虑逆变器非线性误差补偿的影响。文献[12]通过观测不同坐标系下转矩差异进行磁场校正,观测转矩时用到电感参数。

以上所提磁场校正策略都是应用于 PWM 调制技术,针对于方波工况的研究很少,而在大功率轨道牵引传动系统中,为了降低开关损耗,使逆变器更加紧凑和轻量化,牵引电机在高速时,通常会进入方波工况<sup>[13]</sup>。方波工况下,电机电压幅值不变,只有电压相位可调,传统矢量控制受限于单控制自由度而失效。因此,需要针对方波特殊工况采用合适的控制策略。为了解决传统矢量控制在方波下存在的电流控制器饱和问题,文献[14]在电机进入方波工况后,切除双电流控制器,采用电流开环控制,一定程度上降低了电流的跟踪响应能力。文献[15]在文献[14]的基础上做了改进,提出一种基于 q 轴电流误差的磁场校正策略。

为了提高牵引电机在方波下的控制性能,实现精准地磁场定向,本文提出了一种适合于方波工况的单电流闭环控制策略。基于该控制策略,通过推导电机方程得到了因电机参数变化而导致磁场定向不准对电机输出转矩、磁链以及 dq 轴电流的影响。进而分析了该策略在电机参数变化时的磁场定向校

正能力。最后通过仿真和实验验证了本文所提策略的有效性和正确性。

## 1 方波单电流闭环控制策略

在同步旋转坐标系下,按转子磁场定向,异步电机定子电压的标量方程为

$$\begin{cases} u_{sd} = \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s p i_{sd} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} R_r \psi_r \\ u_{sq} = \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \right) i_{sq} + \sigma L_s p i_{sq} + \omega_e \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_r \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$  分别为定子电压 d、q 轴分量;  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  分别为定子电流 d、q 轴分量;  $\psi_r$  为转子磁链;  $R_s$ 、 $R_r$  分别为定子、转子电阻;  $L_s$ 、 $L_r$ 、 $L_m$  分别为定子电感、转子电感和互感;  $\sigma$  为漏感系数;  $\omega_e$  为同步角速度;  $\omega_r$  为转子角速度;  $p$  为微分算子。

电机在方波工况时通常处于高速域,此时,定子电阻的所占压降非常小,可以忽略,因此,稳态下电压方程可化简为

$$\begin{cases} u_{sd} = -\omega_e \sigma L_s i_{sq} \\ u_{sq} = \omega_e L_s i_{sd} \end{cases} \quad (2)$$

在同步坐标系下,稳态时,电机磁链和转矩方程可表示为

$$\psi_r = L_m i_{sd} \quad (3)$$

$$T_e = 1.5 n_p \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (4)$$

式中,  $n_p$  为电机极对数。

方波工况下,逆变器可输出最大电压为

$$U_{smax} = \frac{2}{\pi} U_{dc} \quad (5)$$

式中,  $U_{dc}$  为逆变器直流侧电压。

### 1.1 可调电压裕量对电流控制器性能的影响

对于传统双电流环矢量控制系统,控制信号流程图如图 1 所示,即通过电流控制器得到当前需要的电压指令输入电机。

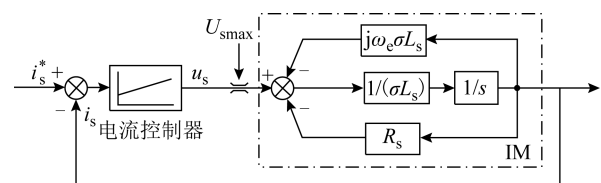


图 1 矢量控制信号流程图

Fig.1 Vector control signal flow graphs

由图1得, 电流控制器可调电压裕量  $u_{s\_reg}$  表示为

$$u_{s\_reg} = U_{smax} - u_s \quad (6)$$

式中,  $u_s$  为定子电压指令。

由式(2)可知, 随着电机速度增加,  $u_s$  不断增大, 电流控制器可调节电压裕量  $u_{s\_reg}$  不断减小。当  $u_s$  增大到一定程度, 接近  $U_{smax}$  时,  $u_{s\_reg}$  变得非常小, 此时电流控制器的调节性能变差; 特别当  $u_s$  等于  $U_{smax}$  时, 即电机进入方波工况,  $u_{s\_reg}$  为零, 电流控制器失去调节作用。因此, 方波下传统双电流矢

量控制不再适合。

### 1.2 单电流闭环控制的实现

为了解决传统矢量控制在方波下因电流控制器饱和而失去调节能力的问题, 本文提出了一种异步牵引电机全速域控制策略, 如图2所示。图中,  $i_{sd\_rate}$  为电机额定励磁电流,  $\tau_r$  为电机实际转子时间常数,  $I_{smax}$  为电机额定相电流幅值,  $\omega_{sl}$  为转差角速度,  $u_{sd\_fd}$  和  $u_{sq\_fd}$  为前馈解耦电压值(根据式(2)计算得到)。在方波前后分别采用不同控制方案, 依据电压判据实现两种控制的切换。

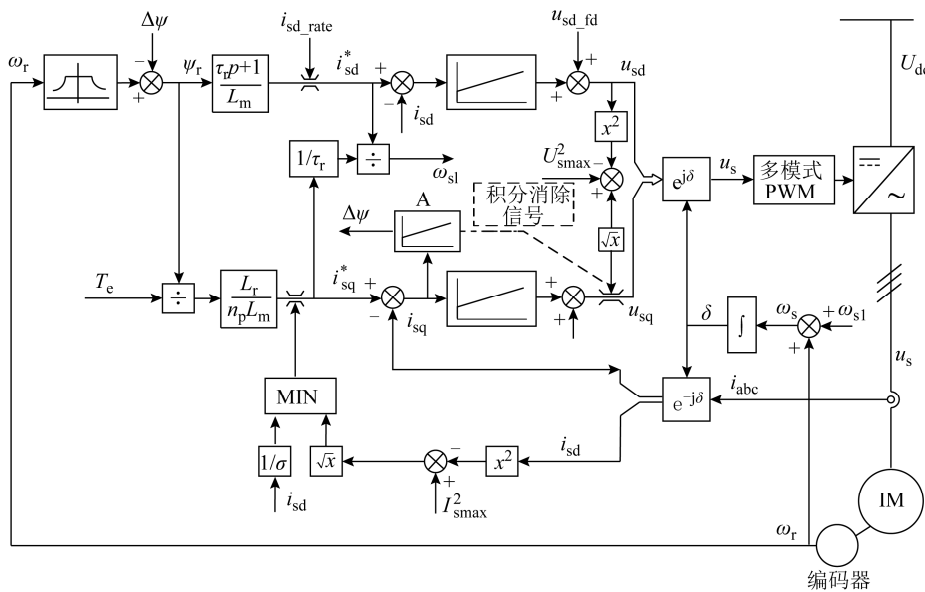


图2 异步牵引电机全速域控制框图

Fig.2 Full speed vector control block diagram of induction traction motor

在电机未进入方波工况时, 采用传统双电流环矢量控制策略, 如图3所示。电机进入方波工况后, 为了满足电机最大电压限制条件, 解决双电流环矢量控制饱和的问题, 采用本文所提出的单电流闭环控制策略, 如图4所示。在方波工况, 只保留 d 轴电流环, q 轴电压指令  $u_{sq}$  不再由 q 轴电流控制器得到, 而是通过 d 轴电压指令值  $u_{sd}$  和最大电

压  $U_{smax}$  计算得到。同时, 为了保证 q 轴电流跟踪响应能力, 提高转矩输出能力, 将 q 轴电流误差输入图4中的控制器 A, 调节转子磁链, 保证 d、q 轴电流合理分配, 保证准确快速地输出期望转矩。

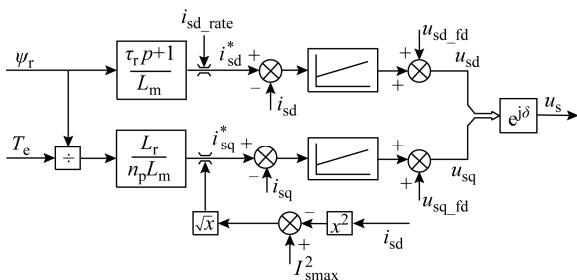


图3 双电流环矢量控制示意图

Fig.3 Diagram of double current loop vector control

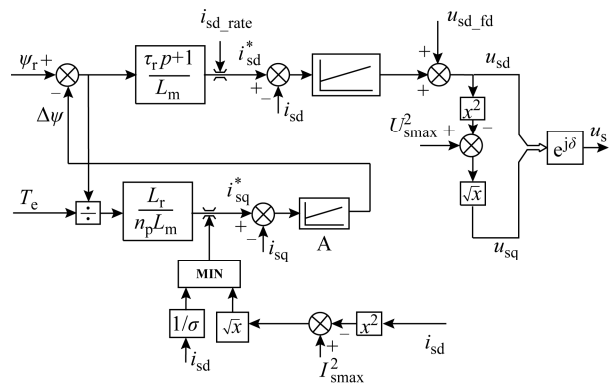


图4 方波单电流闭环控制示意图

Fig.4 Diagram of single current loop control

上面两种控制方式的切换是通过判断  $\sqrt{U_{smax}^2 - u_{sd}^2}$  和  $u_{sq}$  的大小来实现的。当电机在方波工况，电机电压达到最大电压限制， $u_{sq}$  大于  $\sqrt{U_{smax}^2 - u_{sd}^2}$ ，采用单电流闭环控制，同时产生使能信号，使控制器 A 工作。当电机 q 轴电压  $u_{sq}$  小于  $\sqrt{U_{smax}^2 - u_{sd}^2}$ ，采用双电流环矢量控制，同时禁止控制器 A 作用，并清除控制器 A 的积分项，以免其对控制造成影响。

### 2 单电流闭环控制参数鲁棒性分析

在方波工况下，定子电压基波幅值保持不变，定子电压角度是唯一可调变量。因此，方波下给定正确的定子电压角度是获得高性能电机控制的关键。图 5 给出了异步电机在方波下定子电压角  $\lambda$  与磁场定向角  $\delta$  的关系。

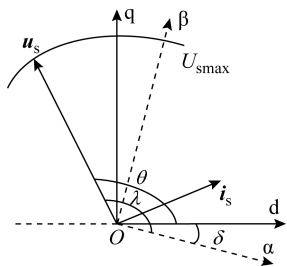


图 5 方波下磁场定向示意图

Fig.5 Diagram of field-oriented under six-step mode

对于间接磁场定向控制系统，转子磁场位置是通过转子角速度和转差角速度计算得到，从而使 q 轴转子磁链分量  $\psi_{qr}=0$ ，实现转矩和磁链的完全解耦控制。因此，结合图 5 可得

$$\begin{cases} \lambda = \delta + \theta \\ \delta = \int \left( \omega_r + \frac{i_{sq}}{\tau_r i_{sd}} \right) dt, \quad \theta = \arctan \left( \frac{u_{sq}}{u_{sd}} \right) \end{cases} \quad (7)$$

式中， $\tau_r=L_r/R_r$ 。

#### 2.1 参数变化对转子磁链和输出转矩的影响

由式 (7) 可知，在电机测速准确的情况下，磁场定向的准确与否决定着电机给定电压矢量是否正确，进而决定电机的控制性能。而在电机实际运行过程中，受温度、磁饱和以及趋肤效应等因素的影响，电机实际转子时间常数  $\tau_r$  会发生变化，与估计转子时间常数  $\hat{\tau}_r$  不一致。这就会导致磁场定向不准，从而导致电机定子电压角超前或滞后，如图 6 所示。图中， $u_s$  为磁场定向准确时电压矢量， $u_{s1}$  为磁场定向滞后时电压矢量， $u_{s2}$  为磁场定向超前时电压矢量。

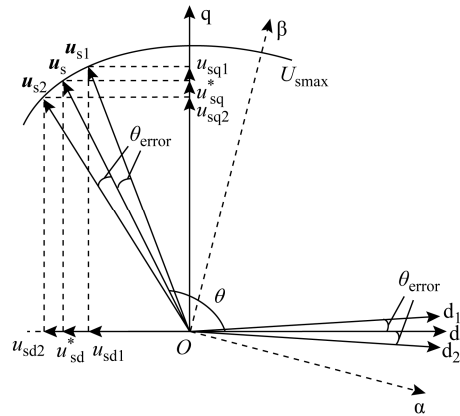


图 6 磁场定向不准时定子电压角变化示意图

Fig.6 Variation of voltage vector field-oriented allowed

由图 6 可得，磁场定向不准时，电机定子电压角度误差  $\theta_{error}$  可表示为

$$\theta_{error} = \arctan \left( \frac{u_{sq}}{u_{sd}} \right) - \arctan \left( \frac{u_{sq}^*}{u_{sd}^*} \right) \quad (8)$$

式中， $u_{sd}^*$ 、 $u_{sq}^*$  为指令电压； $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$  为实际电压。

对于有速度传感器的电机控制系统，在测速准确的情况下，实际转差频率等于给定转差频率 [16]，即

$$\frac{i_{sq}}{\tau_r i_{sd}} = \frac{i_{sq}^*}{\hat{\tau}_r i_{sd}^*} \quad (9)$$

将式 (2) 和式 (9) 代入式 (8) 可得

$$\theta_{error} = \arctan \left( \frac{1}{\tau_r / \hat{\tau}_r} \frac{1}{\sigma i_{sq}^* / i_{sd}^*} \right) - \arctan \left( \frac{1}{\sigma i_{sq}^* / i_{sd}^*} \right) \quad (10)$$

根据式 (10)，可得定子电压角度误差与转子时间常数误差的关系如图 7 所示。由图可见，估计转子时间常数  $\hat{\tau}_r$  与实际转子时间常数  $\tau_r$  误差越大，磁场定向角度误差越大；在转子时间常数误差一定时， $i_{sq}^*/i_{sd}^*$  比值越大，即负载越大，磁场定向角度误差越大。

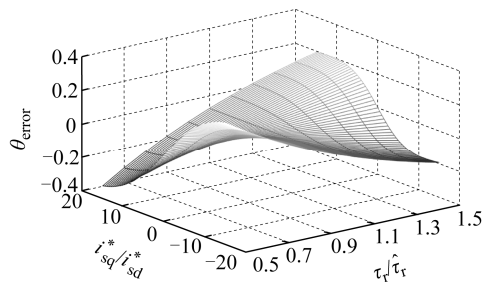


图 7 定子电压角度误差与转子时间常数误差的关系

Fig.7 Relationship between voltage angle error and rotor time constant error

根据式(3)中电机稳态下的转子磁链方程,联立式(9)可得

$$\frac{\psi_r}{\psi_r^*} = - \frac{\sqrt{1 + \sigma^2 \left(\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*}\right)^2}}{\sqrt{1 + \sigma^2 \left(\frac{\tau_r}{\hat{\tau}_r}\right)^2 \left(\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*}\right)^2}} \quad (11)$$

根据式(11),画出磁场定向不准时转子时间常数与电机转子磁链的关系,如图8所示。由图可见,估计转子时间常数 $\hat{\tau}_r$ 小于实际转子时间常数 $\tau_r$ 时,实际转子磁链幅值相较于转子磁链指令值偏小;反之,则偏大。在转子时间常数误差一定时, $i_{sq}^*/i_{sd}^*$ 比值越大,转子磁链幅值误差越大; $i_{sq}^*/i_{sd}^*$ 比值较小时,转子磁链幅值误差很小,这表明电机负载较大时,转子时间常数对转子磁链的影响更大。

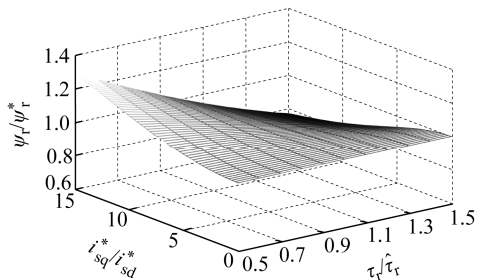


图8 转子时间常数误差与电机转子磁链的关系

Fig.8 Relationship between rotor time constant and flux

根据式(4)中电机稳态下的转矩方程,联立式(9)可得

$$\frac{T_e}{T_e^*} = \frac{1 + \sigma^2 \left(\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*}\right)^2}{1 + \sigma^2 \left(\frac{\tau_r}{\hat{\tau}_r}\right)^2 \left(\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*}\right)^2} \frac{\tau_r}{\hat{\tau}_r} \quad (12)$$

根据式(12),磁场定向不准时,转子磁链幅值变化如图9所示。由图可见,当估计转子时间常

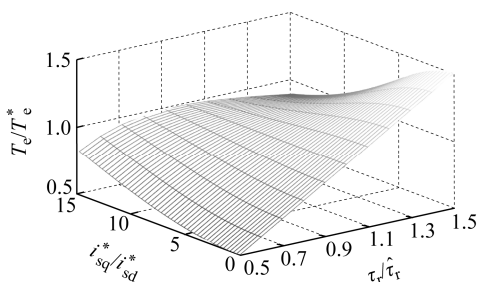


图9 转子时间常数误差与输出转矩的关系

Fig.9 Relationship between rotor time constant error and output torque

数 $\hat{\tau}_r$ 小于实际转子时间常数 $\tau_r$ 时,电机实际转矩与 $i_{sq}^*/i_{sd}^*$ 比值有关:当 $i_{sq}^*/i_{sd}^*$ 比值较小时,电机实际输出转矩偏大; $i_{sq}^*/i_{sd}^*$ 比值较大时,电机实际输出转矩则偏小。当估计转子时间常数 $\hat{\tau}_r$ 大于实际转子时间常数 $\tau_r$ 时,电机实际输出转矩始终偏小。

### 2.2 单电流闭环控制参数鲁棒性分析

由2.1节可得,方波下磁场定向不准时,虽然电机定子电压幅值仍保持不变,但定子电压矢量角度会发生偏移,这会引起d、q轴电压分配发生变化。采用方波单电流闭环控制时,d、q轴电压与角度误差的关系可表示为

$$\begin{cases} u_{sd} = U_{smax} \cos(\theta + \theta_{error}) \\ u_{sq} = \sqrt{U_{smax}^2 - u_{sd}^2} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可得,当定向角度超前时, $|u_{sd}|$ 偏大, $u_{sq}$ 偏小;反之, $u_{sq}$ 偏大, $|u_{sd}|$ 偏小。联立式(2)和式(13),可得电机实际d、q轴电流的变化情况,即

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\sqrt{U_{smax}^2 - u_{sd}^2}}{\omega_e L_s} \\ i_{sq} = -\frac{u_{sd}}{\omega_e \sigma L_s} \end{cases} \quad (14)$$

根据式(12),采用表1给出的电机参数,画出 $\theta_{error}$ 在 $[-7\pi/18, 7\pi/18]$ 范围内变化时实际d、q轴电流变化情况,如图10所示。

表1 仿真和实验所用电机参数

参数	数值
定子电阻/ $\Omega$	1.9
转子电阻/ $\Omega$	1.09
定子漏感/H	0.016 29
转子漏感/H	0.016 29
互感/H	0.430 875
极对数	2

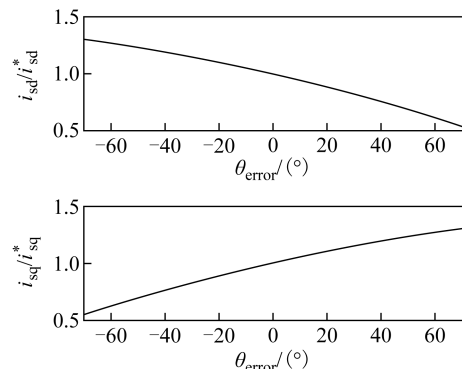


图10 d、q轴电流与 $\theta_{error}$ 的关系

Fig.10 Relationship between d, q axis current and  $\theta_{error}$

当磁场定向超前时, 即  $\theta_{error} > 0^\circ$ , d 轴实际电流小于指令值, q 轴实际电流大于指令值, 采用单电流闭环控制时, 图 4 中控制器 A 输出小于零, 从而使转子磁链上升, 相应的励磁电流  $i_{sd}^*$  增大。励磁电流  $i_{sd}^*$  增大使得  $|u_{sd}|$  减小,  $u_{sq}$  增大, 电机定子电压矢量沿电压极限圆向右偏移, 使定子电压角度误差减小, 如图 11 所示。

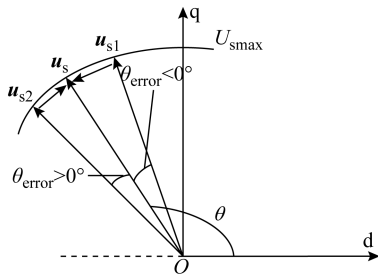


图 11 磁场定向校正过程中电压矢量变化

Fig.11 Voltage variation in field orientation correction

同理, 磁场定向滞后时, 图 4 中控制器 A 输出大于零, 电机定子电压矢量沿电压极限圆向左偏移, 使定子电压角度误差减小, 如图 11 所示。以上分析表明采用方波单电流闭环控制, 在电机因参数变化而导致磁场定向不准时, 可以进行自校正, 保证在方波下输入电机定子电压角度的准确, 这也说明该控制策略对电机参数的敏感性很小。

### 3 仿真和实验结果分析

#### 3.1 仿真结果与分析

为了验证本文所提方波单电流闭环控制策略的正确性和可行性, 基于 5.5 kW 异步电机对托平台, 利用 Matlab/Simulink 中 s-function 搭建间接磁场定向矢量控制模型, 并进行仿真验证, 仿真所用主要参数见表 1。

采用图 2 所示的全速域矢量控制策略, 电机转矩在方波前为 30 N·m, 进入方波后按照速度反比例给定。仿真采用速度负载, 电机从 0 加速到 2 300 r/min, 4.2 s 时, 电机进入方波工况。仿真结果如图 12 所示。

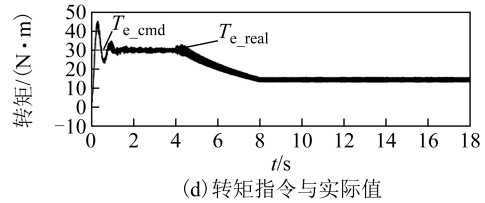
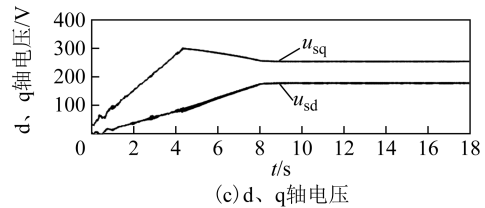
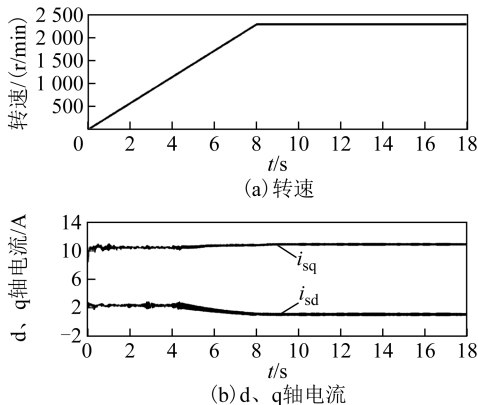


图 12 方波单电流闭环控制效果

Fig.12 Simulation results of single current loop control

由图 12 可知, 电机在由双电流环矢量控制切入方波单电流闭环控制时, d、q 轴电流和电压平滑过渡, 没有冲击。在整个加速过程中 d、q 轴电流跟踪良好。为了满足方波最大电压限制, 在进入方波后, q 轴电压开始减小, d、q 轴电压幅值逐渐靠近。在电机进入方波后, 切换控制策略时, d、q 轴电压和电流均没有冲击, 可以平滑过渡, 且电机输出转矩始终等于指令转矩。

图 13 为电机加速进入方波工况时线电压和相电流的波形。由图可得, 电机进入方波工况时定子频率约为 41.7 Hz。

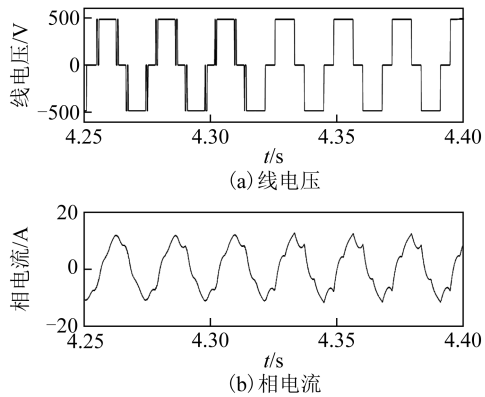
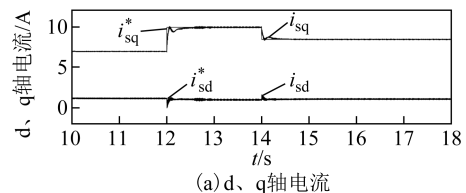


图 13 电机进入方波工况时线电压和相电流波形

Fig.13 Voltage and current waveforms when enter six-step mode

图 14 为电机在 2 000 r/min 运行, 转矩指令突变时 d、q 轴电流跟踪情况。在 12 s 时, 电机转矩指令由 10 N·m 变为 15 N·m, 14 s 时, 转矩指令由 15 N·m 变为 13 N·m。



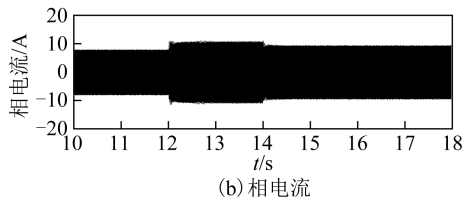


图 14 方波下电机转矩突变时电流响应情况

Fig.14 Current response of motor torque change

由图 14a 可得，电机在转矩指令发生突变时，d、q 轴电流响应迅速，快速跟踪上指令电流。由图 14b 可得，电机电流在几个周期的时间内即达到指令值大小，动态响应迅速。电流的迅速响应保证电机转矩准确输出。

为了验证本文所提出的单电流闭环控制对参数的敏感性，在方波下突然改变估计转子时间常数  $\hat{\tau}_r$ ，使其与电机实际转子时间常数  $\tau_r$  不一致。图 15 为电机在 2 000 r/min 运行，15 s 时，估计转子时间常数由原来  $\hat{\tau}_r = \tau_r$  突变为  $\hat{\tau}_r = 1.1\tau_r$  的仿真结果。

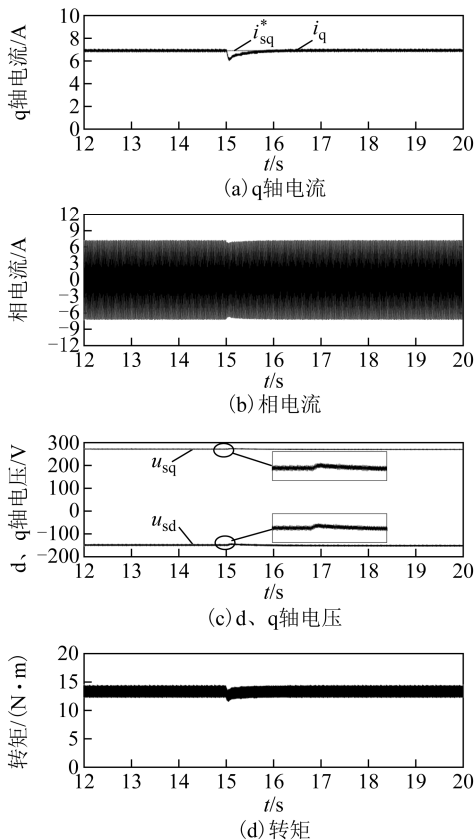


图 15  $\hat{\tau}_r = 1.1\tau_r$  时，电机在方波下的控制效果

Fig.15 Performance under six-step mode when  $\hat{\tau}_r = 1.1\tau_r$

由图 15a 可得，当估计转子时间常数  $\hat{\tau}_r$  大于实际转子时间常数  $\tau_r$  时，即磁场定向滞后，q 轴实际电流小于指令电流，与 2.2 节分析一致。由仿

真结果可以看出，在电机参数发生变化时，采用单电流闭环控制，可以在很短时间内进行磁场自校正，从而使 q 轴电流很快跟踪上指令值，保证电机输出期望转矩。

图 16 为电机在 2 000 r/min 运行，15 s 时，估计转子时间常数由原来  $\hat{\tau}_r = \tau_r$  突变为  $\hat{\tau}_r = 0.9\tau_r$  的仿真结果。由仿真结果可得，当估计转子时间常数  $\hat{\tau}_r$  小于实际转子时间常数  $\tau_r$  时，q 轴实际电流大于指令电流。同样，采用单电流闭环控制，可以在很短时间内进行磁场自校正，使电机 q 轴实际电流跟踪上指令电流，保证电机输出期望转矩。

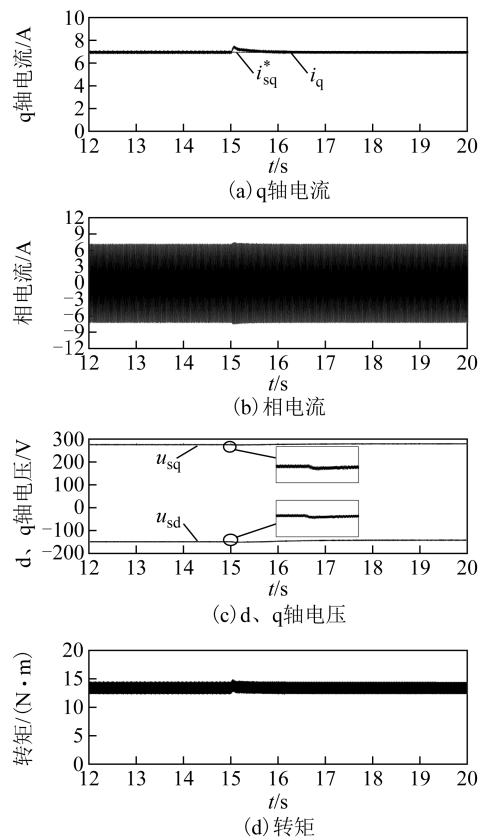


图 16  $\hat{\tau}_r = 0.9\tau_r$  时，电机在方波下的控制效果

Fig.16 Performance under six-step mode when  $\hat{\tau}_r = 0.9\tau_r$

### 3.2 实验结果与分析

实验系统如图 17 所示，主要由异步牵引电机、负载电机、三相逆变器和控制系统组成。控制系统中采用 TMS320F28335 浮点型数字信号处理器。负载电机由 Myway 实验平台控制。

采用图 2 所示的全速域控制策略，转矩指令由速度闭环得到。图 18 为电机从 0 加速到 2 000 r/min 的实验结果。图 18a 为加速过程中 d、q 轴电流波形，可以看出，在电机进入方波后，q 轴电流仍可以保持不变，且切换控制策略时 d、q 轴电流没有冲击。方波工

况下，由于图 4 中控制器 A 的作用，d 轴电流开始减小。图 18b 为电机相电压和 d 轴电压波形， $U_{smax}$  是由 AD 采样值  $U_{dc}$  实时计算得到。由图可得，方波下采用单电流闭环控制，可以使相电压幅值始终等于逆变器可输出最大电压  $U_{smax}$ 。图 18c 为电机在方波下运行时的相电流和线电压波形，此时定子频率约为 45 Hz。

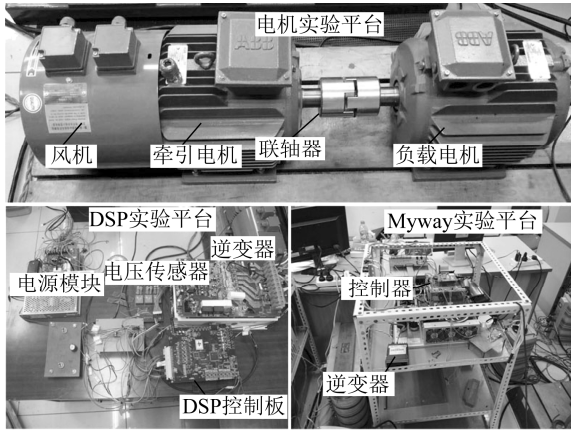


图 17 实验系统

Fig.17 Experiment system

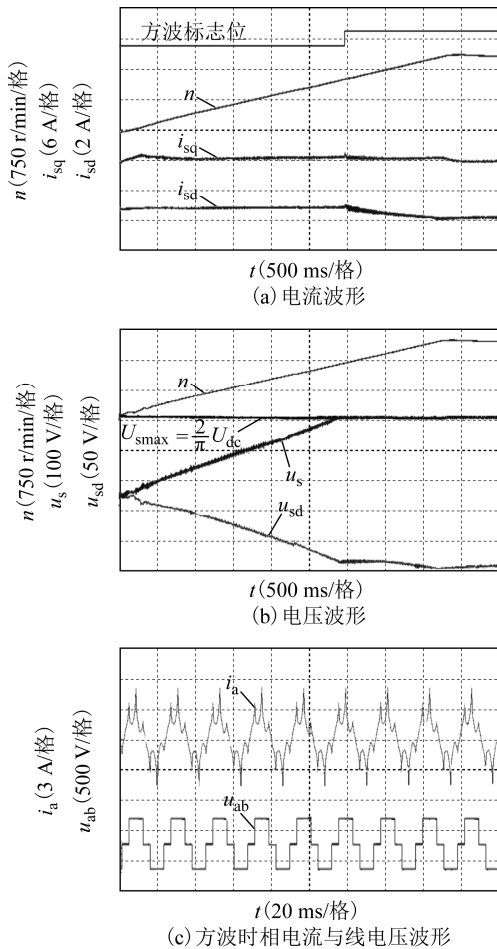


图 18 方波单电流闭环控制实验结果

Fig.18 Experiment results of single current loop control

为了验证电机电流在方波下的跟踪响应能力，进行了加载实验，负载电机控制转速，被试电机控制转矩。图 19 为电机在 1 600 r/min 运行，电机转矩指令变化时 d、q 轴电流响应情况。电机转矩先由 9 N·m 加载到 13.5 N·m，然后再减载到 11.5 N·m。由图可得，d、q 轴电流在转矩指令突变时的动态响应和仿真结果相似，d、q 轴电流分量都能够在很短的时间内跟踪指令值的变化，这也保证电机准确快速地输出期望转矩。

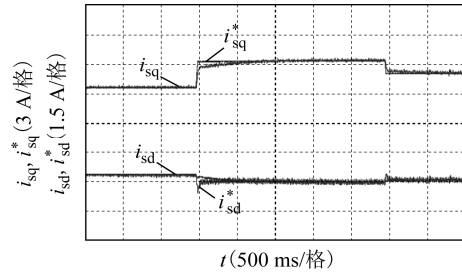


图 19 方波下电机转矩突变时电流响应情况

Fig.19 Current response of motor torque change

图 20 为电机在方波下运行，改变 DSP 控制器中转子时间常数时电机控制效果波形，其中  $P_{I\_out\_A}$  为图 2 中控制器 A 的输出。由实验结果可看出，将控制器中转子时间常数由原来  $\hat{\tau}_r = \tau_r$  分别变为  $\hat{\tau}_r = 0.9\tau_r$  和  $\hat{\tau}_r = 1.1\tau_r$  后，电机 q 轴电流和相电流与仿真结果一致，即当估计转子时间常数  $\hat{\tau}_r$  小于实际转子时间常数  $\tau_r$  时，q 轴实际电流大于指令电流；反之，则小于指令电流。采用本文所提出的单电流闭环控制，可以在电机参数变化后进行快速校正，保证电机 q 轴电流不变，进而使电机输出转矩与期望转矩一致。

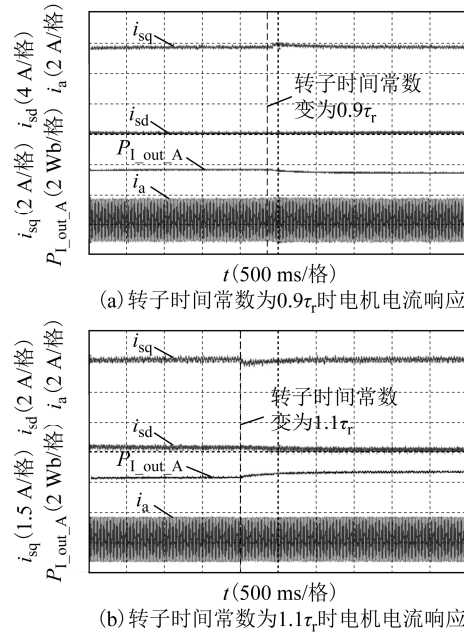


图 20 估计转子时间常数  $\hat{\tau}_r$  变化时电机响应情况

Fig.20 Response of motor when the estimated rotor time constant  $\hat{\tau}_r$  changed



## 4 结论

本文针对轨道牵引传动系统中牵引电机在方波下的控制策略进行了研究,提出了一种方波单电流闭环控制策略。该方法可实现对电机电流快速精准地控制,具有很强的参数鲁棒性,能够对因电机参数变化而导致的磁场定向角度偏差进行快速校正,保证电机输出期望转矩。同时,该方法结构简单,易于实现,具有一定的工程实用价值。

### 参考文献

- [1] 张曙光. 中国高速铁路技术丛书·和谐号 CRH 动车组技术系列[M]. 北京: 中国铁道出版社, 2006.
- [2] Bose B K. Modern power electronics and AC drives[M]. Peking: China Machine Press, 2004: 368-378.
- [3] 陈振锋, 钟彦儒, 李洁, 等. 转子电阻变化对电力牵引感应电机起动转矩的影响[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 12-17.  
Chen Zhenfeng, Zhong Yanru, Li Jie, et al. Influence of rotor resistance variation on starting torque of induction motors in electric traction[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6): 12-17.
- [4] Mastorocostas C, Kioskeridis I, Margaritis N. Thermal and slip effects on rotor time constant in vector controlled induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 495-504.
- [5] 吕昊, 马伟明, 聂子玲, 等. 磁场定向不准对感应电动机系统性能影响的分析[J]. 电工技术学报, 2005, 20(8): 84-88.  
Lü Hao, Ma Weiming, Nie Ziling, et al. Analysis of induction machine system performance influence about field-oriented inaccuracy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(8): 84-88.
- [6] Yoo A, Hong C, Ha J I. On-line rotor time constant estimation for indirect field oriented induction machine[C]//Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, USA, 2013: 3860-3865.
- [7] Telford D, Dunnigan M W, Williams B W. Online identification of induction machine electrical parameters for vector control loop tuning[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(2): 253-261.
- [8] 樊扬, 瞿文龙, 陆海峰, 等. 一种基于磁链误差的异步电动机定子电阻校正方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 65-69.  
Fan Yang, Qu Wenlong, Lu Haifeng, et al. A stator resistance correction method of induction machine[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1): 65-69.
- [9] 孙大南, 刘志刚, 刁利军, 等. 牵引电机矢量控制转子磁场准确定向实时校正策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 116-123.  
Sun Danan, Liu Zhigang, Diao Lijun, et al. Accurate rotor flux orientation real-time correction strategy for vector control of traction motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(9): 116-123.
- [10] 郭磊磊, 张兴, 杨淑英, 等. 一种改进的异步电机转子磁场定向校正算法[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 127-134.  
Guo Leilei, Zhang Xing, Yang Shuying, et al. A modified rotor flux oriented correction algorithm of induction motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 127-134.
- [11] 陆海峰, 瞿文龙, 张磊, 等. 一种基于无功功率的异步电机矢量控制转子磁场准确定向方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(16): 116-120.  
Lu Haifeng, Qu Wenlong, Zhang Lei, et al. A novel rotor flux oriented scheme of induction motor based on reactive power[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(16): 116-120.
- [12] 燕俊峰, 王晓琳, 廖启新. 一种利用转矩观测校正异步电机转子磁场定向的方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17): 4517-4523.  
Yan Junfeng, Wang Xiaolin, Liao Qixin. A correction method for rotor field orientation of induction machine based on torque observation[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17): 4517-4523.
- [13] 周明磊. 电力机车牵引电机在全速度范围的控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2013.
- [14] Nakazawa Y, Toda S I, Yasuoka I. A new vector control for induction motor drives in full block mode of inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 118(9): 1071-1080.
- [15] 周明磊, 游小杰, 王琛琛. 电力机车牵引电机在方波下的控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(11): 155-162.

- Zhou Minglei, You Xiaojie, Wang Chenchen. Control strategy of locomotive traction motor under square wave condition[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(11): 155-162.
- [16] Degner M W, Guerrero J M. Slip-gain estimation in field-orientation-controlled induction machines using the system transient responses[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(3): 702-711.
- [17] Said M S N, Benbouzid M E H. Induction motors direct field oriented control with robust on-line tuning of rotor resistance[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2000, 14(4): 1038-1042.
- [18] 王高林, 杨荣峰, 张家皖, 等. 一种感应电机转子时间常数 MRAS 的在线辨识方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(4): 48-53.
- Wang Gaolin, Yang Rongfeng, Zhang Jiawan, et al. Rotor time constant on-line estimation of induction motors based on MRAS[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(4): 48-53.
- 
- 作者简介**
- 李 华 男, 1992 年生, 硕士, 研究方向为轨道交通牵引传动技术。  
E-mail: 15126016@bjtu.edu.cn (通信作者)
- 方晓春 男, 1987 年生, 博士, 研究方向为电力电子与电力牵引传动技术。  
E-mail: xcfang@bjtu.edu.cn
- (编辑 于玲玲)