

# 基于二相模型的三相异步电机机械特性的研究

赵 晓<sup>1</sup>, 冯 浩<sup>2\*</sup>

(1. 浙江工业大学 信息工程学院, 浙江 杭州 310014; 2. 嘉兴学院 机电工程学院, 浙江 嘉兴 314001)

**摘要:** 针对基于三相异步电动机物理模型的数学模型分析十分复杂的问题, 通过将三相异步电动机数学模型转换到  $d-q$  坐标系, 利用单相异步电动机的双旋转磁场分析法, 并利用二相电机的物理模型和等效电路模型, 对三相异步电动机机械特性等进行了研究, 推导出了基于二相模型的三相电机的机械特性方程。实验结果证明了该方法的可行性。

**关键词:** 坐标变换; 转矩; 磁密; 机械特性

中图分类号: TH123; TM343+.2

文献标识码: A

文章编号: 1001-4551(2010)08-0030-06

## Study on mechanical characteristics of three-phase induction motor based on two-phase model

ZHAO Xiao<sup>1</sup>, FENG Hao<sup>2</sup>

(1. College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014, China;  
2. College of Electrical and Mechanical Engineering, Jiaying University, Jiaying 314001, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that it is complicated to analyze mathematical model of three-phase asynchronous motor based on physical model. The mathematical model of three-phase induction motor was transformed to  $d-q$  coordinates, the mechanical characteristics based on physical model and circuit model of two-phase motor, and double-revolving field theory were studied. The mechanical characteristics equation of three-phase induction motor was derived. The results indicate that this method is feasible.

**Key words:** reference-frame transformation; torque; magnetic flux density; mechanical characteristics

### 0 引 言

由于三相异步电动机基于三相物理模型, 所以通过电动机的物理模型来分析电动机的特性就显得比较复杂。20 世纪 70 年代, Park 和 Krause 提出了三相电机坐标变换的理论与方法<sup>[1-2]</sup>, 并得到了广泛的应用。

本研究通过将三相异步电动机数学模型转换到  $d-q$  坐标系内的坐标变换, 利用单相异步电动机的双旋转磁场分析法, 并利用二相电机的物理模型和等效电路模型<sup>[3]</sup>, 对三相异步电动机机械特性进行研究, 推导基于二相模型的三相电机的机械特性方程, 并进行实验验证。

### 1 三相一二相的坐标变换

众所周知, 基于三相异步电动机物理模型的数学模型非常复杂, 而二相正交的异步电动机物理模型则相对简单, 为此, 为了简化三相异步电动机的分析, 可以将三相异步电动机三相坐标系转换到  $d-q$  坐标系内进行分析<sup>[4-7]</sup>。转换后的三相坐标系  $A_s - B_s - C_s$  与两相  $d-q$  坐标系的转换关系如下所示:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_n \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A_s} \\ U_{B_s} \\ U_{C_s} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中:

$$U_A(\omega_1 t) = \sqrt{2}U\cos(\omega_1 t) \quad (2)$$

$$U_B(\omega_1 t) = \sqrt{2}U\cos(\omega_1 t - 120^\circ) \quad (3)$$

$$U_C(\omega_1 t) = \sqrt{2}U\cos(\omega_1 t + 120^\circ) \quad (4)$$

则:

$$U_d = \sqrt{3}U\cos(\omega_1 t) \quad (5)$$

$$U_q = \sqrt{3}U\sin(\omega_1 t) \quad (6)$$

转换后的  $d-q$  坐标系如图 1 所示。

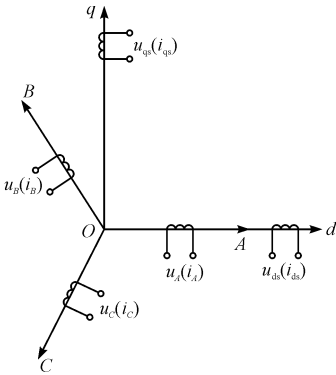


图1 三相到两相的坐标变换示意图

## 2 基于 $d-q$ 坐标物理模型的机械特性表达式

$d-q$  坐标系下的物理模型如图 2 所示。

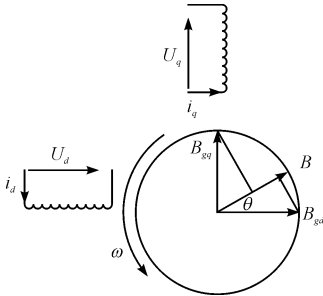


图2  $d-q$  坐标系下的物理模型

根据图 2 的物理模型,当  $d, q$  相绕组加式(5)、式(6)所示的电压时,则  $d, q$  相绕组的定子电流分别为:

$$i_d = \frac{\sqrt{3}U\cos(\omega_1 t - \varphi_d)}{Z_d}; i_q = \frac{\sqrt{3}U\sin(\omega_1 t - \varphi_q)}{Z_q} \quad (7)$$

式中  $Z_d, Z_q, \varphi_d, \varphi_q$ — $d, q$  相绕组输入阻抗、输入电压与输入电流的相位差。

电流  $i_d, i_q$  的励磁电流分量将建立定子磁场,在定子磁场的作用下转子绕组中产生转子电势,从而产生转子电流、转子磁场。转子磁场和定子磁场共同产生气隙磁场。设  $d, q$  相绕组所产生的气隙磁通密度分别为  $B_{gd}, B_{gq}$ , 则:

$$B_{gd} = B_d\cos(\omega_1 t - \varphi_{d0}); B_{gq} = B_q\sin(\omega_1 t - \varphi_{q0}) \quad (8)$$

式中  $\varphi_{d0}, \varphi_{q0}$ — $d, q$  轴绕组输入电压与励磁电流间的相位差。

设气隙均匀,电动机转子半径为  $r$ ,有效长度为  $L$ ,假设转子绕组 1 根导体以  $\omega$  角速度逆时针方向旋转,在时刻  $t$  时该导体的位置为  $\theta = \theta_0 + \omega t$  ( $\theta_0$  为导体位置的初始角),则作用在该导体上的磁密为:

$$\begin{aligned} B &= B_{gd}\cos\theta + B_{gq}\sin\theta = B_d\cos(\omega_1 t - \varphi_{d0}) \\ &\cos(\theta_0 + \omega t) + B_q\sin(\omega_1 t - \varphi_{q0})\sin(\theta_0 + \omega t) = \\ &B_d\frac{1}{2}\cos[(\omega_1 - \omega)t - \theta_0 - \varphi_{d0}] + B_d\frac{1}{2}\cos[(\omega_1 + \\ &\omega)t + \theta_0 - \varphi_{d0}] + B_q\frac{1}{2}\cos[(\omega_1 - \omega)t - \theta_0 - \\ &\varphi_{q0}] - B_q\frac{1}{2}\cos[(\omega_1 + \omega)t + \theta_0 - \varphi_{q0}] = \\ &B_d\frac{1}{2}\cos[(\omega_1 - \omega)t - \theta_0 - \varphi_{df0}] + \\ &\frac{1}{2}B_d\cos[(\omega_1 + \omega)t + \theta_0 - \varphi_{db0}] + B_q\frac{1}{2}\cos[(\omega_1 - \\ &\omega)t - \theta_0 - \varphi_{qf0}] - \frac{1}{2}B_q\cos[(\omega_1 + \omega)t + \theta_0 - \\ &\varphi_{qb0}] = B_{df} + B_{qf} + B_{db} - B_{qb} = B_f + B_b \end{aligned} \quad (9)$$

式中  $B_{df}, B_{db}, B_{qf}, B_{qb}$ — $d, q$  相绕组对应的气隙磁场磁密的正(负)序分量; $\varphi_{df0}, \varphi_{db0}, \varphi_{qf0}, \varphi_{qb0}$ — $d, q$  相绕组电压与电流正(负)序部分的相位差。

该电机转子导体中产生的电流为:

$$\begin{aligned} i_r &= \frac{B_{df}(\omega_1 - \omega)Lr}{Z_{f2}} + \frac{B_{db}(\omega_1 + \omega)Lr}{Z_{b2}} + \frac{B_{qf}(\omega_1 - \omega)Lr}{Z_{f2}} - \\ &\frac{B_{qb}(\omega_1 + \omega)Lr}{Z_{b2}} = i_{df}\cos[(\omega_1 - \omega)t - \theta_0 - \varphi_{df0} - \\ &\varphi_f] + i_{db}\cos[(\omega_1 + \omega)t + \theta_0 - \varphi_{db0} - \varphi_b] + \\ &i_{qf}\cos[(\omega_1 - \omega)t - \theta_0 - \varphi_{qf0} - \varphi_f] - \\ &i_{qb}\cos[(\omega_1 + \omega)t + \theta_0 - \varphi_{qb0} - \varphi_b] \end{aligned} \quad (10)$$

式中  $Z_{f2}$ —1 根转子导体的正序阻抗,  $Z_{f2} = \sqrt{R_r^2 + (\omega_1 - \omega)^2 L_r^2}$ ;  $Z_{b2}$ —1 根转子导体的负序阻抗,  $Z_{b2} = \sqrt{R_r^2 + (\omega_1 + \omega)^2 L_r^2}$ ;  $\varphi_f, \varphi_b$ —1 根转子导体的正(负)序阻抗角,  $\varphi_f = \text{tg}^{-1} \frac{(\omega_1 - \omega)L_r}{R_r}$ ,  $\varphi_b = \text{tg}^{-1} \frac{(\omega_1 + \omega)L_r}{R_r}$ ;  $R_r, L_r$ —包括端环的转子 1 根导体的电阻与电感。

该转子电流与气隙磁场相互作用将产生转矩,设转子导体总数为  $N_r$ , 并设  $k = \frac{I_d}{I_q}$  为  $q$  绕组与  $d$  绕组的电流之比,  $a$  为  $d, q$  相绕组有效匝数比,则转子所产生的转矩为:

$$\begin{aligned}
T = & \frac{N_r}{\pi} \int_0^\pi (B \cdot i_r \cdot L \cdot r) d\theta = T(B_{qf}, i_{qf}) + T(B_{qf}, i_{df}) + \\
& T(B_{qf}, i_{qb}) + T(B_{qf}, i_{db}) + T(B_{qb}, i_{qf}) + \\
& T(B_{qb}, i_{df}) + T(B_{qb}, i_{qb}) + T(B_{qb}, i_{db}) + \\
& T(B_{df}, i_{qf}) + T(B_{df}, i_{df}) + T(B_{df}, i_{qb}) + \\
& T(B_{df}, i_{db}) + T(B_{db}, i_{qf}) + T(B_{db}, i_{df}) + \\
& T(B_{db}, i_{qb}) + T(B_{db}, i_{db}) \quad (11)
\end{aligned}$$

其中基波分量平均转矩共有 8 项, 分别为:

$$\begin{aligned}
T(B_{qf}, i_{qf}) = & CB_{qf} i_{qf} \cos \varphi_f = \frac{N_r L_r}{2} B_{qf} B_{qf} \frac{\omega_1 - \omega}{Z_{f2}} L_r \cos \varphi_f = \\
& \frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{qf})^2 \frac{\omega_1 - \omega}{\sqrt{R_r^2 + (\omega_1 - \omega)^2 L_r^2}} \cos \varphi_f = \\
& \frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{qf})^2 \frac{\omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{S_f}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}} \cos \varphi_f \quad (12)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T(B_{df}, i_{df}) = & CB_{df} i_{df} \cos \varphi_f = \frac{N_r L_r}{2} B_{df} B_{df} \frac{\omega_1 - \omega}{Z_{f2}} L_r \cos \varphi_f = \\
& \frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{df})^2 \frac{\omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{S_f}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}} \cos \varphi_f = \\
& \frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{df})^2 \frac{a^2 k^2 \omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{S_f}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}} \cos \varphi_f \quad (13)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T(B_{qf}, i_{df}) = & \frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{qf})^2 \frac{ak\omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{S_f}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}} \\
& \cos(\varphi_f + \varphi_{df0} - \varphi_{qf0}) \quad (14)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T(B_{df}, i_{qf}) = & \frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{df})^2 \frac{ak\omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{S_f}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}} \\
& \cos(\varphi_f + \varphi_{qf0} - \varphi_{df0}) \quad (15)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T(B_{qb}, i_{qb}) = & \frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{qb})^2 \frac{\omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{S_b}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}} \cos \varphi_b \\
& \quad (16)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T(B_{db}, i_{db}) = & \frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{db})^2 \frac{a^2 k^2 \omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{S_b}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}} \cos \varphi_b \\
& \quad (17)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T(B_{qb}, i_{db}) = & -\frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{qb})^2 \frac{ak\omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{S_b}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}} \\
& \cos(\varphi_{db0} + \varphi_b - \varphi_{qb0}) \quad (18)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
T(B_{db}, i_{qb}) = & -\frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{qb})^2 \frac{ak\omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{S_b}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}} \\
& \cos(\varphi_{qb0} + \varphi_b - \varphi_{db0}) \quad (19)
\end{aligned}$$

$$\text{其中: } \varphi_f = \text{tg}^{-1} \frac{\omega_1 L_r}{R_r}; \varphi_b = \text{tg}^{-1} \frac{\omega_1 L_r}{R_r}; S_f = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1};$$

$$\begin{aligned}
S_b = & 2 - S_f; \cos \varphi_f = \frac{R_r}{S_f}; \cos \varphi_b = \frac{R_r}{S_f} \\
& \sqrt{\left(\frac{R_r}{S_f}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}; \cos \varphi_b = \frac{R_r}{S_f} \\
& \sqrt{\left(\frac{R_r}{S_b}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2}
\end{aligned}$$

由上述各式可知, 平均转矩(基波)的正序分量为:

$$\begin{aligned}
T_f = & T(B_{qf}, i_{qf}) + T(B_{df}, i_{df}) + T(B_{qf}, i_{df}) + T(B_{df}, i_{df}) = \\
& \frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{qf})^2 \frac{\omega_1 R_r}{\left(\frac{R_r}{S_f}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2} [1 + a^2 k^2 + \\
& 2ak \cos(\varphi_{df0} - \varphi_{qf0})] \quad (20)
\end{aligned}$$

平均转矩(基波)的负序分量为:

$$\begin{aligned}
T_b = & T(B_{qb}, i_{qb}) + T(B_{db}, i_{qb}) + T(B_{qb}, i_{db}) + \\
& T(B_{db}, i_{db}) = \frac{N_r (L_r)^2}{2} (B_{qb})^2 \frac{\omega_1 R_r}{\left(\frac{R_r}{S_b}\right)^2 + \omega_1^2 L_r^2} \\
& [1 + a^2 k^2 - 2ak \cos(\varphi_{db0} - \varphi_{qb0})] \quad (21)
\end{aligned}$$

### 3 基于等效电路模型的机械特性表达式

三相异步电动机数学模型在垂直  $d-q$  轴中的等效电路与相轴正交的双绕组运行的等效电路分别如图 3、图 4 所示, 设  $k = \frac{I_d}{I_q}$  为  $q$  绕组与  $d$  绕组的电流之比,  $a$  为  $d, q$  相绕组有效匝数比。

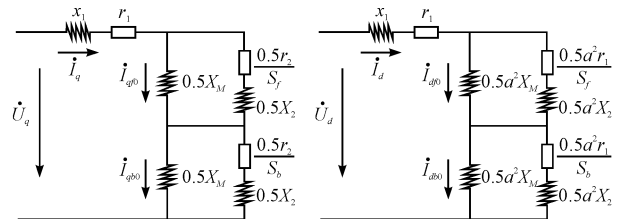


图 3 三相异步电动机数学模型在垂直  $d-q$  轴中的等效电路图

则等效合成正序电流为:

$$\dot{I}_f = \dot{I}_q - ja \dot{I}_d = \dot{I}_q - jak \dot{I}_q = \dot{I}_q [1 + ak \cos(\theta_1 - 90^\circ) +$$

$$jaksin(\theta_1 - 90^\circ)] = \dot{I}_q[1 + aksin\theta_1 - jakcos\theta_1] \quad (22)$$

$$|\dot{I}_f|^2 = |\dot{I}_q|^2(1 + a^2k^2 + 2aksin\theta_1) \quad (23)$$

式中  $\theta_1$ —电动机电流正序  $d$ 、 $q$  绕组的相位差。

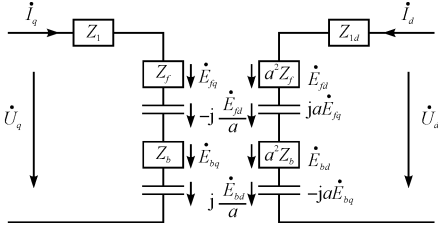


图4 相轴正交的双绕组运行时的等效电路

等效合成负序电流为:

$$\begin{aligned} \dot{I}_b &= \dot{I}_q + ja \dot{I}_d = \dot{I}_q + jak \dot{I}_q = \dot{I}_q[1 + akcos(\theta_2 + 90^\circ) + \\ &jaksin(\theta_2 + 90^\circ)] = \dot{I}_q[1 - aksin\theta_2 + jakcos\theta_2] \end{aligned} \quad (24)$$

$$|\dot{I}_b|^2 = |\dot{I}_q|^2(1 + a^2k^2 - 2aksin\theta_2) \quad (25)$$

式中  $\theta_2$ —电动机电流负序中  $d$ 、 $q$  绕组的相位差。

则转矩的正序分量为:

$$\begin{aligned} T_f &= \frac{1}{\omega_1} |\dot{I}_f|^2 R_f = \frac{1}{\omega_1} \frac{0.5x_M^2 \left(\frac{r_2}{S_f}\right)}{\left(\frac{r_2}{S_f}\right)^2 + (x_2 + x_M)^2} |\dot{I}_q|^2 \\ &(1 + a^2k^2 + 2aksin\theta_1) \end{aligned} \quad (26)$$

负序分量为:

$$\begin{aligned} T_b &= \frac{1}{\omega_1} |\dot{I}_b|^2 R_b = \frac{1}{\omega_1} \frac{0.5x_M^2 \left(\frac{r_2}{S_b}\right)}{\left(\frac{r_2}{S_b}\right)^2 + (x_2 + x_M)^2} |\dot{I}_q|^2 \\ &(1 + a^2k^2 - 2aksin\theta_2) \end{aligned} \quad (27)$$

#### 4 基于物理模型与等效电路模型统一的机械特性参数表达式

由转矩的物理表达式与参数表达式相比较,即式(20)与式(26),式(21)与式(27)相比较,得:

$$T_f = \frac{N_r(Lr)^2 \mu N_2}{2} (B_{qf})^2 \frac{\omega_1 \frac{r_2}{S_f}}{\left(\frac{r_2}{S_f}\right)^2 + (x_2)^2} [1 + a^2k^2 +$$

$$2akcos(\varphi_{df_0} - \varphi_{qf_0})] = \frac{1}{\omega_1} \frac{0.5x_M^2 \left(\frac{r_2}{S_f}\right)}{\left(\frac{r_2}{S_f}\right)^2 + (x_2 + x_M)^2}$$

$$|\dot{I}_q|^2 [1 + a^2k^2 + 2aksin\theta_1] \quad (28)$$

则:

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} - (\varphi_{df_0} - \varphi_{qf_0}) \quad (29)$$

同理:

$$T_b = \frac{N_r(Lr)^2}{2} (B_{qb})^2 \frac{\omega_1 \frac{r_2}{S_b}}{\left(\frac{r_2}{S_b}\right)^2 + \left(\frac{x_2}{\mu N_2}\right)^2} [1 + a^2k^2 -$$

$$2akcos(\varphi_{db_0} - \varphi_{qb_0})] = \frac{1}{\omega_1} \frac{0.5x_M^2 \left(\frac{r_2}{S_b}\right)}{\left(\frac{r_2}{S_b}\right)^2 + (x_2 + x_M)^2}$$

$$|\dot{I}_q|^2 [1 + a^2k^2 - 2aksin\theta_2] \quad (30)$$

则:

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2} - (\varphi_{db_0} - \varphi_{qb_0}) \quad (31)$$

转矩的一般式为:

$$T = T_f - T_b = \frac{x_M^2}{2\omega_1} \frac{\left(\frac{r_2}{S_f}\right)}{\left(\frac{r_2}{S_f}\right)^2 + (x_2 + x_M)^2} |\dot{I}_q|^2 [1 + a^2k^2 +$$

$$2akcos(\varphi_{df_0} - \varphi_{qf_0})] - \frac{x_M^2}{2\omega_1} \frac{\left(\frac{r_2}{S_b}\right)}{\left(\frac{r_2}{S_b}\right)^2 + (x_2 + x_M)^2}$$

$$|\dot{I}_q|^2 [1 + a^2k^2 - 2akcos(\varphi_{db_0} - \varphi_{qb_0})] \quad (32)$$

相角  $\varphi_{df_0}, \varphi_{db_0}, \varphi_{qf_0}, \varphi_{qb_0}$  的表达式由等效电路推导如下:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qf_0} &= \dot{I}_q \frac{2Z_f}{jx_M} = \dot{U}_d \frac{-Z_{Td}j + ja(Z_f - Z_b)}{Z_T Z_{Td} - a^2(Z_f - Z_b)^2} \frac{2Z_f}{jx_M} = \\ &\dot{U}_d \frac{Z_A + jZ_B}{Z_C + jZ_D} \frac{2(R_f + jX_f)}{jx_M} \end{aligned} \quad (33)$$

$$\frac{\dot{U}_q}{\dot{I}_{qf_0}} = \frac{Z_C + jZ_D}{Z_A + jZ_B} \frac{x_M}{2(R_f + jX_f)} = \frac{Z_e + jZ_k}{Z_g + jZ_h} \quad (34)$$

$$\varphi_{qf_0} = \text{tg}^{-1} \frac{Z_k Z_g - Z_e Z_h}{Z_e Z_g + Z_k Z_h} \quad (35)$$

其中:  $Z_e = Z_C x_M, Z_k = Z_D x_M, Z_g = 2Z_A R_f - 2Z_B X_f, Z_h = 2Z_A X_f + 2Z_B R_f$ 。

同理:

$$\varphi_{df_0} = \text{tg}^{-1} \frac{Z'_k Z'_g - Z'_e Z'_h}{Z'_e Z'_g + Z'_k Z'_h} \quad (36)$$

其中:  $Z'_e = -a^2 Z_D x_M, Z'_k = a^2 Z_C x_M, Z'_g = 2Z'_A R_f - 2Z'_B X_f, Z'_h = 2Z'_A X_f + 2Z'_B R_f$ 。

则:

$$\varphi_{qb_0} = \text{tg}^{-1} \frac{Z_k Z_{gb} - Z_e Z_{hb}}{Z_e Z_{gb} + Z_k Z_{hb}} \quad (37)$$

其中:  $Z_{gb} = 2Z_A R_b - 2Z_B X_b$ ,  $Z_{hb} = 2Z_A X_b + 2Z_B R_b$ 。

且:

$$\varphi_{db0} = \operatorname{tg}^{-1} \frac{Z'_k Z'_{gb} - Z'_e Z'_{hb}}{Z'_e Z'_{gb} + Z'_k Z'_{hb}} \quad (38)$$

其中:  $Z'_{gb} = 2Z'_A R_b - 2Z'_B X_b$ ,  $Z'_{hb} = 2Z'_A X_b + 2Z'_B R_b$ 。

其中:

$$Z_A = X_{Td} - a(X_f - X_b);$$

$$Z_B = a(R_f - R_b) - R_{Td};$$

$$Z_C = R_T R_{Td} - X_T X_{Td} - a^2(R_f - R_b)^2 + a^2(X_f - X_b)^2$$

$$Z_D = R_T X_{Td} + X_T R_{Td} - 2a^2(R_f - R_b)(X_f - X_b);$$

$$Z'_A = R_T - a(R_f - R_b);$$

$$Z'_B = X_T - a(X_f - X_b);$$

$$Z_{Td} = Z_{1d} + a^2 Z_f + a^2 Z_b = r_{1d} + a^2 R_f + a^2 R_b + j(x_{1d} + a^2 X_f + a^2 X_b) = R_{Td} + jX_{Td};$$

$$Z_T = Z_1 + Z_f + Z_b = r_1 + R_f + R_b + j(x_1 + X_f + X_b) = R_T + jX_T;$$

$$Z_f = R_f + jX_f = \frac{0.5x_M^2 \left(\frac{r_2}{S_f}\right)}{\left(\frac{r_2}{S_f}\right)^2 + (x_2 + x_M)^2} + j \frac{0.5x_M \left[ \left(\frac{r_2}{S_f}\right)^2 + x_2(x_2 + x_M) \right]}{\left(\frac{r_2}{S_f}\right)^2 + (x_2 + x_M)^2};$$

$$Z_b = R_b + jX_b = \frac{0.5x_M^2 \left(\frac{r_2}{S_b}\right)}{\left(\frac{r_2}{S_b}\right)^2 + (x_2 + x_M)^2} + j \frac{0.5x_M \left[ \left(\frac{r_2}{S_b}\right)^2 + x_2(x_2 + x_M) \right]}{\left(\frac{r_2}{S_b}\right)^2 + (x_2 + x_M)^2};$$

式中  $Z_1$ — $q$  绕组的漏阻抗,  $Z_1 = r_1 + jx_1$ ;  $Z_{1d}$ — $d$  绕组的漏阻抗,  $Z_{1d} = r_{1d} + jx_{1d}$ 。

## 5 实 验

本研究以浙江求是科教设备有限公司生产的 M04 三相鼠笼型异步电动机为实验对象。M04 的铭牌数据为:  $P_N = 100 \text{ W}$ 、 $U_N = 220 \text{ V}$ 、 $I_N = 0.48 \text{ A}$ 、 $n_N = 1420 \text{ r/min}$ 、极对数  $P = 2$ 、采用  $\Delta$  接法, 室温  $t = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 、绝缘等级 E 级。

电机实验在浙江求是科教设备有限公司生产 NMEL-II 电机系统教学实验台上进行, 电机参数测定可

用一般电机测定的方法: 定子电阻  $r_1$  用伏安法测定, 测得数据取平均值后, 得出  $r = 43.5917 \text{ } \Omega$ , 换算到基本工作温度的相电阻为  $r_1 = \frac{235 + 115}{235 + t} r = 58.6811 \text{ } \Omega$ 。进行

空载、堵转实验, 负载实验以测功机作为负载, 所得数据不断修正<sup>[8]</sup>, 根据逐次逼近法的原理, 用 Matlab<sup>[9]</sup> 将其编程, 其计算结果如下:  $r_1 = 58.6811 \text{ } \Omega$ 、 $x_1 = 66.3867 \text{ } \Omega$ 、 $r_m = 162.8609 \text{ } \Omega$ 、 $x_m = 1738.3 \text{ } \Omega$ 、 $r_2 = 54.5096 \text{ } \Omega$ 、 $x_2 = 134.7852 \text{ } \Omega$ 。

将计算值和实验值进行比较, 其结果分别如表 1、图 5 所示(其中, 图 5 中实线为计算值, 虚线为实验值)。

表 1 转矩实验值与计算值的比较

转速 $n/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	实验 $T/(\text{N} \cdot \text{m})$	计算 $T/(\text{N} \cdot \text{m})$
1375	1.06	1.10226
1399	0.92	0.94213
1403	0.89	0.91306
1417	0.80	0.80587
1430	0.70	0.69868
1442	0.61	0.59322
1494	0.08	0.06724

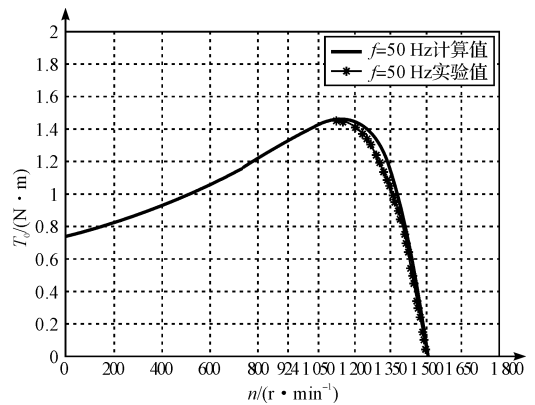


图 5 转速( $n$ )—平均转矩( $T_0$ )特性

其中, 实线部分的计算值是通过 Matlab 转矩的一般式进行编程仿真计算<sup>[10]</sup>所得数据拟合成的曲线, 虚线部分的实验值是通过在 NMEL-II 电机系统教学实验台进行负载实验所得数据拟合成的曲线。表 1 是选取的几个具体的计算值和实验值比较点。由表 1、图 5 可以看出推导出的转矩一般式在误差允许的范围内与实验数据基本符合, 可证明本研究用此法推导出的转矩一般式的正确性。

## 6 结 束 语

本研究通过三相异步电动机机械特性实验, 验证了三相异步电动机转矩一般式数学模型的正确性, 通过比较计算值与实验值更进一步证明了本研究采用的分析三相异步电动机特性计算方法的正确性, 该转矩的一般式适合任何一个三相异步电动机转矩特性及其它特性的

分析,使分析变的简单化、数字化且有较高精度,为交流电机特性的分析和计算提供了一种新的思路。

### 参考文献 (References):

- [1] PETER V. Vector Control of AC Machine[M]. New York: Oxford Science Publication, 1990:5-45.
- [2] KRAUSE P C. Analysis of Electric Machine [M]. New York: McGraw-Hill Book Company, 1986:133-161.
- [3] 汤宗武. 单相异步电动机[M]. 杭州:浙江科学技术出版社, 1985:18-28.
- [4] 李华德. 交流调速控制系统[M]. 北京:电子工业出版社, 2003:92-112.

- [5] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京:机械工业出版社, 1999:233-255.
- [6] 陈 坚. 交流电机数学模型及调速系统[M]. 北京:国防工业出版社, 1989:51-60.
- [7] 田铭兴, 励庆孚, 王曙鸿. 交流电机坐标变换理论的研究[J]. 西安交通大学学报, 2002, 36(6):630-634.
- [8] 冯 浩, 金 阳, 钟德刚, 等. 异步电动机等效电路参数高精度计算方法探讨[J]. 中小型电机, 2001, 28(3):1-6.
- [9] 王正林, 刘 明. 精通 MATLAB7[M]. 北京:电子工业出版社, 2006.
- [10] 贺益康. 交流电机的计算机仿真[M]. 北京:科学出版社, 1990:1-229.

[编辑:柴福莉]

(上接第 25 页)

Cypress 公司提供的面对对象的类库 CyAPI. lib, 调用这些类的方法就可以和硬件打交道。在包含头文件 CyAPI. h 和 Cyioctl. h 并链接 CyAPI. lib 后, 应用程序通过驱动程序 CyUSB. sys 对 68013 进行操作。首先生成一个 USB 设备类对象, 然后打开设备并调用读写块端点的 API 函数实现与 68013 通讯<sup>[10]</sup>。

#### 2.3.2 应用程序设计

应用程序采用 Microsoft Visual Studio. NET 2003 集成开发环境, 利用 MFC 编程。主要实现的功能有: 打印作业调度、用户界面、数据处理、参数配置、机器的测试和维护等。应用程序通过调用 API 函数实现对喷绘机的打印控制, 为了简化编程工作, 本研究对该 CyAPI. lib 库函数进行了封装<sup>[11]</sup>, 形成了以下几个接口函数, 供应用程序调用:

- (1) OpenDevice( ) 打开并连接设备。
- (2) CancellO( ) 中断读/写操作。
- (3) ResetDevice( ) 复位设备。
- (4) CloseDevice( ) 关闭设备。
- (5) ReadPipe (BYTE \* Buffer, LONG length, LONG WaitTime) 读管道。
- (6) WritePipe (BYTE \* Buffer, LONG length, LONG WaitTime) 写管道。

### 3 结束语

本研究介绍一种基于 FPGA 和 DSP 喷绘机打印控制系统。以 PC 机为主控制平台, 采用 USB2.0 接口, 发挥 PC 机的运算速度和性能优势, 单 PASS 打印时机器在两端的停留时间由原来的 1.0 s 下降到 0.01 s, 解决了喷绘机大容量数据处理和通讯的瓶颈问题。基于 DSP 可实现的最高运动控制精度 0.001 mm。基于 FPGA 可实现带宽 300 Mbps, 具备对 12 只喷头的支持能

力。系统成功的运用在 Ellite3208-ps512 机型上。该款机器采用 8 只美国 Spectra 公司最新的北极星 (Polatis512/15pl) 喷头, 实际喷射频率 40 kHz, 机器打印精度最高 600 × 1 600 dpi, 最高打印速度 97 m<sup>2</sup>/h, 在 600 × 1 200 dpi 高精度工作模式下实际打印速度为 65 m<sup>2</sup>/h, 处理数据带宽为 240 Mbps。打印效率是同类产品的 1.8 倍。整个系统设计简洁、成本较低、操作界面友好, 系统具有高度的集成性和可靠性。产品上市后得到广大代理商和用户的认可, 完全达到了预期的设计目标。

### 参考文献 (References):

- [1] 钱 峰. EZ-USB FX2 单片机原理、编程、及应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2006:2-5.
- [2] 刘 晋, 刘 卓. USB 接口在喷绘机中的应用[J]. 航空计算技术, 2010, 37(2):64-65.
- [3] 徐科军, 张 翰, 陈智渊. TMS320F28x 原理与应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2006:1-3.
- [4] HO Seong Lee, Masayoshi Tomizuka. Robust motion controller design for high-accuracy positioning systems [J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1996, 43(1):48-55.
- [5] 代根学, 刘朝晖, 刘 军. 基于 DSP 与 FPGA 的跟踪伺服运动控制器设计[J]. 电子技术应用, 2010, 36(1):64-65.
- [6] Texas Instruments Inc.. TMS320F28x DSP Event Manager (EV) Reference Guide [EB/OL]. [2003-08-10]. <http://www.ti.com>.
- [7] NAVABI Z. Verilog 数字系统设计-RTL 综合、测试平台与验证[M]. 李广军, 陈亦欧, 李 林, 等译. 北京:电子工业出版社, 2007:121-124.
- [8] 卢 敏, 张子墨. 基于 FAPG 的 LVDS-光纤通讯系统的设计与实现[J]. 信息技术, 2007, 54(12):164-166.
- [9] ANDERSON D. USB 系统体系[M]. 精英科技译. 北京:中国电力出版社, 2001:178-179.
- [10] 武安河, 郇 铭, 于洪涛. Windows 2000/XP WDM 设备驱动程序开发[M]. 北京:电子工业出版社, 2003.
- [11] Cypress Semiconductor Corporation. EZ-USB FX2 Manual-Technical Reference, Version2.1 [EB/OL]. [2002-10-12]. <http://www.cypress.com>. [编辑:李 辉]