

变频电源供电下三相异步电动机转矩计算的新方法

董改花¹, 冯浩²

(1. 苏州经贸职业技术学院, 江苏 苏州 215008; 2. 浙江工业大学, 浙江 杭州 310014)

摘要: 为了改善整个变频调速系统的性能, 通过坐标变换, 将复杂的三相变频调速系统数学模型, 变换到静止垂直两相坐标轴中, 并利用单相异步电动机两相轴正交的双绕组运行等值电路, 及形成的双旋转磁场理论, 完成了变频电源驱动时三相异步电动机转矩特性的理论分析与定量计算方法。最后用实验证明了此方法的正确性。

关键词: 变频; 三相异步电动机; 转矩; MATLAB 仿真

中图分类号: TM921.51

文献标识码: A

文章编号: 1673-9833(2009)01-0087-05

New Torque Calculation Method on Three-Phase Induction Motor under the Supply of Frequency Converter

Dong GaiHua¹, Feng Hao²

(1. Suzhou Institute of Trade and Commerce, Suzhou Jiangsu 215008, China;

2. Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014, China)

Abstract: In order to improve the whole frequency-conversion system, the complex math-model of three-phase frequency-conversion system transforms to the static $d-q$ axis by the PARK matrix. Then it deduces the common expression of the torque characteristics with the equivalent circuit parameters by using the equivalent circuit and bidirectional revolving-field theory of the single-phase induction motor. Finally, a series of tests prove the validity.

Key words: frequency-conversion; three-phase induction motor; torque; MATLAB simulink

变频调速技术^[1]现已得到飞速发展和广泛应用, 然而在目前的变频调速系统中, 绝大多数变频电机仍是用普通的按照恒频、恒压、市电正弦波供电设计的异步电动机代替。这必将导致一些问题发生^[2-4](如损耗增大、脉动转矩^[5, 6]的产生、产生高频的噪声等), 因此, 变频方式运行下普通异步电机的特性或性能到底如何, 已成为设计变频电机所关注的重要课题。正是在这一背景下, 本文提出一种对变频电源供电下的三相异步电动机转矩特性计算的新方法, 此方法通过坐标变换, 将复杂的三相对称异步电动机数学模型及三相变频电源数学模型变换到静止垂直两相坐标轴中,

利用单相异步电动机两相轴正交的双绕组运行时的等值电路及形成的双旋转磁场理论^[7], 完成变频电源驱动时三相异步电动机产生转矩特性的理论分析及定量计算的数学模型。此方法的提出, 可为今后变频电机设计提供一定的理论基础。

1 变频电源驱动下三相异步电动机转矩特性的理论分析

1.1 三相异步电动机数学模型

三相异步电机的数学模型是一个高阶、非线性、

收稿日期: 2008-10-29

作者简介: 董改花(1977-), 女, 山西太谷人, 苏州经贸职业技术学院讲师, 硕士, 主要从事电机控制及特性方面的研究,

E-mail: dgh0354@sohu.com;

冯浩(1956-), 男, 浙江宁波人, 浙江工业大学教授, 博士, 博士生导师, 主要从事微特电机, 电机控制与检测方面的研究。

强耦合的多变量复杂系统。本文通过坐标变换^[8,9], 将三相异步电机的数学模型转换到两相静止轴系 $ds-q_s$ 内, 使模型大为简化, 图 1 为转换后的数学模型。

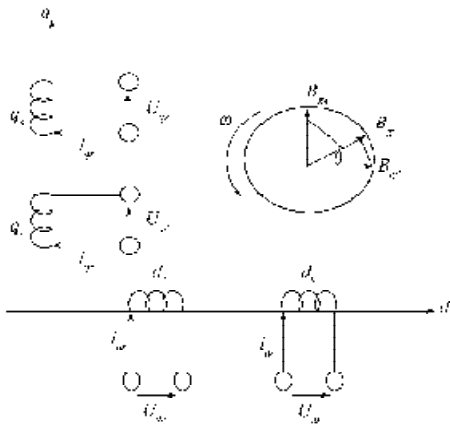


图 1 三相异步电动机在静止 $ds-q_s$ 坐标系的数学模型

Fig. 1 The math model of the three-phase induction motor in $ds-q_s$ static coordinate system

1.2 三相变频电源数学模型坐标变换

本文讨论的变频电源数学模型, 是采用了等面积生成法生成的三相对称双极性 SPWM 电源数学模型。A 相双极性 SPWM 变频电源傅立叶解析式为^[10]:

$$U_{a1}(\omega_1 t) = \frac{U_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ 2 \sum_{k=1}^N \left[\cos(n\omega_1 t_{on(k)}) - \cos(n\omega_1 t_{off(k)}) \right] - [\cos(n\pi) - 1] \right\} \sin(n\omega_1 t) \quad (1)$$

式(1)中:

- U_d 为 SPWM 经整流滤波后直流电压;
- $t_{on(k)}$ 、 $t_{off(k)}$ 分别为第 k 个开通角和关断角;
- ω_1 为 SPWM 正弦调制波频率。

现先考虑 $n=2n_1-1$ ($n_1=1,2,3,\dots$), 则三相双极性 SPWM 变频电源解析式为:

$$U_{u1}(\omega_1 t) = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{n_1=1}^{\infty} \frac{1}{2n_1-1} \left\{ \sum_{k=1}^N \cos\left[(2n_1-1)\left(\omega_1 t_{on(k)} - \frac{2\pi}{3}\right)\right] - \cos\left[(2n_1-1)\left(\omega_1 t_{off(k)} - \frac{2\pi}{3}\right)\right] - 1 \right\} \sin[(2n_1-1)\omega_1 t] \quad (2)$$

$$U_{v1}(\omega_1 t) = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{n_1=1}^{\infty} \frac{1}{2n_1-1} \left\{ \sum_{k=1}^N \cos\left[(2n_1-1)\left(\omega_1 t_{on(k)} - \frac{2\pi}{3}\right)\right] - \cos\left[(2n_1-1)\left(\omega_1 t_{off(k)} - \frac{2\pi}{3}\right)\right] - 1 \right\} \sin[(2n_1-1)\omega_1 t] \quad (3)$$

$$U_{w1}(\omega_1 t) = \frac{2U_d}{\pi} \sum_{n_1=1}^{\infty} \frac{1}{2n_1-1} \left\{ \sum_{k=1}^N \cos\left[(2n_1-1)\left(\omega_1 t_{on(k)} + \frac{2\pi}{3}\right)\right] - \cos\left[(2n_1-1)\left(\omega_1 t_{off(k)} + \frac{2\pi}{3}\right)\right] - 1 \right\} \sin[(2n_1-1)\omega_1 t] \quad (4)$$

根据坐标变换的原理^[2,3]有:

$$\begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \\ U_{rs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{AS} \\ U_{BS} \\ U_{CS} \end{bmatrix} \quad (5)$$

将式(2)~(4)根据坐标变换矩阵式(5), 变换到静止两相坐标轴系 $ds-q_s$ 中, 结果如下:

$$U_{ds} = \frac{\sqrt{8}U_d}{\pi} \sum_{n_1=1}^{\infty} \frac{1}{2n_1-1} \left\{ \sum_{k=1}^N \left[\cos\left((2n_1-1)\omega_1 t_{on(k)}\right) - \cos\left((2n_1-1)\omega_1 t_{off(k)}\right) \right] \times \left[1 - \cos\left((2n_1-1)\frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\} \sin(2n_1-1)\omega_1 t \quad (6)$$

$$U_{qs} = \frac{\sqrt{8}U_d}{\pi} \sum_{n_1=1}^{\infty} \frac{1}{2n_1-1} \left\{ \sum_{k=1}^N \left[\sin\left((2n_1-1)\omega_1 t_{on(k)}\right) - \sin\left((2n_1-1)\omega_1 t_{off(k)}\right) \right] \times \sin\left((2n_1-1)\frac{2\pi}{3}\right) \right\} \sin(2n_1-1)\omega_1 t \quad (7)$$

1.3 三相异步电动机坐标变换后转矩的理论推导

1.3.1 三相异步电动机坐标变换后转矩的物理表达式

据上所述, 先讨论 $n=2n_1-1$ 且 $n_1=3m_1+1$ ($m_1=0,1,2,3,\dots$) 时的情况, 根据物理学原理及电动机转动原理, 其推导过程如下:

如图 1 所示, d 、 q 绕组电流 i_{ds} 、 i_{qs} 的励磁电流分量将建立定子磁场, 在定子磁场的作用下, 在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 v/f 为常数条件下从空载到负载的气隙磁通, 并且基本保持不变, 设气隙均匀, 电动机转子半径为 r , 有效长度为 L , 假设转子绕组导体以角速度 ω 按逆时针方向旋转, 时刻 t 时, 该导体的位置为 $\theta = \theta_0 + \omega t$, 其中 θ_0 为导体位置的初始角, 则可求出作用在该导体上的合成气隙磁密。在合成磁场的作用下, 将三相异步电动机数学模型转换到两相静止正交坐标轴后, 电机转子导体中必将产生电流, 根据电磁力定律, 可推导出转子所产生的转矩为:

$$T = \frac{N_r}{\pi} \int_0^{2\pi} (B_{gs} \cdot i_r \cdot l \cdot r) d\theta = \frac{N_r \cdot L \cdot r}{2} \sum_{n_1=1}^{\infty} \sum_{k=1}^N \left\{ B_{gs} \cdot i_{qs} \cdot \cos\left[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{gs} + \varphi_{qs} + \varphi_a\right] - B_{gs} \cdot i_{qs} \sin\left[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{gs} + \varphi_{qs} + \varphi_a\right] + B_{gs} \cdot i_{ds} \cos\left[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{gs} - \varphi_{ds} - \varphi_a\right] - B_{gs} \cdot i_{ds} \sin\left[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{gs} - \varphi_{ds} - \varphi_a\right] - B_{gs} \cdot i_{qs} \cos\left[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{gs} - \varphi_{qs} - \varphi_a\right] \right\}$$

$$\begin{aligned}
 & B_{q^{2h}} \cdot I_{q^{2h}} \sin[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2h}c} - \varphi_{2h}] - \\
 & B_{q^{2h}} \cdot I_{q^{2h}} \cos[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2h}c} + \varphi_{2h}] - \\
 & B_{p^{2h}} \cdot I_{p^{2h}} \sin[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{p^{2h}0} + \varphi_{p^{2h}c} + \varphi_{2h}] + \\
 & B_{p^{2h}} \cdot I_{p^{2h}} \sin[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{p^{2h}0} + \varphi_{p^{2h}c} + \varphi_{2h}] + \\
 & B_{q^{2h}} \cdot I_{q^{2h}} \cos[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} + \varphi_{q^{2h}c} + \varphi_{2h}] + \\
 & B_{p^{2h}} \cdot I_{p^{2h}} \sin[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{p^{2h}0} - \varphi_{p^{2h}c} - \varphi_{2h}] + \\
 & B_{q^{2h}} \cdot I_{q^{2h}} \cos[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2h}c} - \varphi_{2h}] + \\
 & B_{p^{2h}} \cdot I_{p^{2h}} \sin[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{p^{2h}0} - \varphi_{p^{2h}c} - \varphi_{2h}] - \\
 & B_{q^{2h}} \cdot I_{q^{2h}} \cos[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2h}c} - \varphi_{2h}] + \\
 & B_{p^{2h}} \cdot I_{p^{2h}} \sin[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{p^{2h}0} - \varphi_{p^{2h}c} - \varphi_{2h}] + \\
 & B_{q^{2h}} \cdot I_{q^{2h}} \sin[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} + \varphi_{q^{2h}c} + \varphi_{2h}] + \\
 & B_{p^{2h}} \cdot I_{p^{2h}} \cos[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{p^{2h}0} + \varphi_{p^{2h}c} + \varphi_{2h}] \circ \quad (8)
 \end{aligned}$$

式(8)中:

N_r 为转子导体总数, $h=2n_1-1$, $k=2n_2-1$;

B_{df} 、 B_{db} 分别为与 d 绕组对应的气隙磁场磁密的正序、负序分量;

B_{qf} 、 B_{qb} 分别为与 q 绕组对应的气隙磁场磁密的正序、负序分量;

φ_{ah0} 为产生第 h 次气隙谐波磁密的 d 绕组输入电压与励磁电流间的相位差;

φ_{qk0} 为产生第 k 次气隙谐波磁密的 q 绕组输入电压与励磁电流间的相位差;

$\varphi_{f(2n_1-1)}$ 为转子导体的正序阻抗角;

$\varphi_{b(2n_1-1)}$ 为转子导体的负序阻抗角。

假如考虑 $n_1=3m_1$ ($m_1=1,2,3,\dots$) 时的情况, 推出的转矩表达式同式(8), 仅与转矩前的符号不同, 数值大小相同。因此, 本文不再推导。

当 $n_1=3m_1-1$ ($m_1=1,2,3,\dots$) 时, $U_{ds}=U_{qs}=0$, 所以转矩为零。

1.3.2 三相异步电动机坐标变换后转矩的参数表达式

式(8)推出的是转矩的物理表达式, 尽管物理意义比较清楚, 但不能进行定量分析。本文利用合成电流法^[11]推导转矩的等效电路参数表达式, 为简化分析三相异步电动机, 将其转换到正交的静止 $ds-q_s$ 坐标轴上, 根据现有的单相异步电动机气隙磁场的基波磁势^[7]理论, 可推出用等效电路参数表示的电磁转矩一般式为:

$$\begin{aligned}
 T = \sum_{s=1}^{\infty} \sum_{r=1}^{\infty} & \left\{ \frac{kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{C_s(S)C_r(S)} \cos[(h-k)\omega_1 t - \right. \\
 & \left. \varphi_{q^{2h}0} + \varphi_{q^{2k}c} + \varphi_{2h}] - \frac{ak_x kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{C_s(S)C_r(S)} \cdot \right. \\
 & \left. \sin[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} + \varphi_{q^{2k}c} + \varphi_{2h}] + \right. \\
 & \left. \frac{kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{C_s(S)D_k(S)} \cos[(h+k)\omega_1 t - \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \left. \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2k}c} - \varphi_{2h}] - \frac{ak_x kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{C_s(S)D_k(S)} \cdot \right. \\
 & \left. \sin[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2k}c} - \varphi_{2h}] - \right. \\
 & \left. \frac{kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{D_s(S)C_r(S)} \cos[(h+k)\omega_1 t - \right. \\
 & \left. \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2k}c} - \varphi_{2h}] - \frac{ak_x kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{D_s(S)C_r(S)} \cdot \right. \\
 & \left. \sin[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2k}c} - \varphi_{2h}] - \frac{kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \cdot \right. \\
 & \left. \sqrt{D_s(S)D_k(S)} \cos[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} + \varphi_{q^{2k}c} + \varphi_{2h}] \right. \\
 & \left. - \frac{ak_x kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{D_s(S)D_k(S)} \sin[(h-k)\omega_1 t - \right. \\
 & \left. \varphi_{q^{2h}0} + \varphi_{q^{2k}c} + \varphi_{2h}] + \frac{ak_x kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{C_s(S)C_r(S)} \cdot \right. \\
 & \left. \sin[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} + \varphi_{q^{2k}c} + \varphi_{2h}] + \frac{a^2 k_x k_r kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \cdot \right. \\
 & \left. \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{C_s(S)C_r(S)} \cos[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} + \varphi_{q^{2k}c} + \varphi_{2h}] \right. \\
 & \left. - \frac{ak_x kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{C_s(S)D_k(S)} \sin[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} - \right. \\
 & \left. \varphi_{q^{2k}c} + \varphi_{2h}] + \frac{a^2 k_x k_r kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{C_s(S)D_k(S)} \cdot \right. \\
 & \left. \cos[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2k}c} + \varphi_{2h}] + \frac{ak_x kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \cdot \right. \\
 & \left. \sqrt{D_s(S)C_r(S)} \sin[(h+k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2k}c} - \varphi_{2h}] - \right. \\
 & \left. \frac{ak_x k_r kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{D_s(S)C_r(S)} \cos[(h+k)\omega_1 t - \right. \\
 & \left. \varphi_{q^{2h}0} - \varphi_{q^{2k}c} - \varphi_{2h}] + \frac{ak_x kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{D_s(S)D_k(S)} \cdot \right. \\
 & \left. \sin[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} + \varphi_{q^{2k}c} + \varphi_{2h}] - \frac{a^2 k_x k_r kx_{sr}^2 S_{sr}}{2\omega_1 Z_{s,r}} \cdot \right. \\
 & \left. \left| \dot{I}_{q^{2h}} \right| \left| \dot{I}_{q^{2k}} \right| \sqrt{D_s(S)D_k(S)} \cos[(h-k)\omega_1 t - \varphi_{q^{2h}0} + \varphi_{q^{2k}c} + \varphi_{2h}] \right\} \quad (9)
 \end{aligned}$$

式(9)中:

a 为有效匝比; $k_r = \frac{I_{2r}}{I_{q^{2k}}}$;

$S_{sr} = 1 + \frac{1}{r}(S_r - 1)$;

$S_{sr} = 1 - \frac{1}{r}(S_r - 1)$;

$$C_r(S_r) = \frac{\left[\left(\frac{r_2}{S_r} \right)^2 + (x_{2r})^2 \right]}{\left(\frac{r_2}{S_r} \right)^2 - (x_{2r} + x_{2s})^2}$$

$$D_r(S_{kr}) = \frac{\left[\left(\frac{r_s}{S_{kr}} \right)^2 + (x_{lr})^2 \right]}{\left(\frac{r_s}{S_{kr}} \right)^2 + (x_{lr} + x_{kr})^2}$$

2 变频运行下三相异步电动机转矩特性精确性探讨

2.1 转矩的计算机数字仿真

本文以上海宏声科教仪器设备有限公司生产的M03三相笼型异步电动机为试验对象,电动机参数为: $R_1 = 58.6811 \Omega$ 、 $X_1 = 63.0472 \Omega$ 、 $R_M = 162.8609 \Omega$ 、 $X_M = 173.8 \Omega$ 、 $R_2 = 54.5096 \Omega$ 、 $X_2 = 126.7296 \Omega$ 。其中:

R_1 和 X_1 为定子每相绕组的电阻和漏电抗;

R_2 和 X_2 为折算到定子边的转子每相绕组的电阻和漏电抗;

X_M 为激磁相电抗;

R_M 为反映电机铁芯磁滞和涡流损耗的等效相电阻。

根据转矩一般式——式(9),对双极性SPWM运行下的三相异步电动机特性,用MATLAB^[12]进行仿真。由于三相异步电动机定转子为三相对称绕组,当其旋转时,形成圆形旋转磁场,其在双极性SPWM电源驱动下,由于高次谐波使电机产生振动,并使电机效率降低,影响最大的还是次数较低的谐波。鉴于此,本文选用抑制谐波能力较强的、面积等效生成法生成的双极性SPWM波^[10],可抑制 $2N-1$ (N 为载频比)次高次谐波。本文取 $N = 9$,即可抑制低于17次的高次谐波。对双极性SPWM电源的坐标轴转换,本文主要讨论 $n=2n_1-1$,且 $n_1=3m_1+1$ ($m_1=0,1,2,3,\dots$)时的情况,故可仿真出 $n=6m_1+1$ ($m_1=0,1,2,3,\dots$)低于17次谐波的电动机转矩特性。

2.2 转矩的试验测定

为证明转矩方程一般式的正确性,本文对变频电源驱动的三相异步电动机转矩进行了试验测定与仿真计算。

转矩的测量分平均转矩测量与振动转矩测量,平均转矩测量一般使用平均转矩测试仪测定,振动转矩测量使用下述方法进行测定,其基本连接如图2所示。

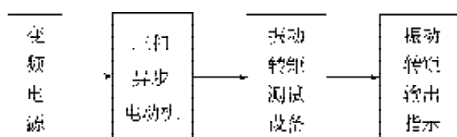


图2 振动转矩测量系统

Fig. 2 The measure system of libration torque

振动转矩测试系统由变频器、被测三相异步电动机、

振动转矩测量设备、可进行FFT变换功能示波器组成。振动转矩测量设备采用空心杯转子交流伺服电动机。因为交流测速发电机的结构与交流伺服电动机的结构完全一样,故本文采用的交流伺服电动机,用型号为36CK4B空心杯转子交流测速发电机代替。交流伺服电动机与被测三相异步电动机同轴联接。

2.3 转矩的仿真计算与试验测定的比较

利用振动转矩测量系统(见图2),对变频器运行下的被测三相异步电动机产生的振动转矩进行测量与仿真。测量时使用变频器输出的变频电源,仿真时使用本文采用的双极性SPWM变频电源。值得注意的是:由于本文的理论推导均在静止 $ds-qs$ 坐标系内进行,而测量结果是在 $AS-BS-CS$ 坐标系内,故应将仿真结果通过式(5)的逆变换,变换到 $AS-BS-CS$ 坐标系内,再与实验结果进行比较。

图3为三相异步电动机在 $U=U_N$ 情况下,电源频率分别为40、50、60 Hz时,平均转矩 T_0 与转速 n 特性的计算仿真与实验结果比较图。

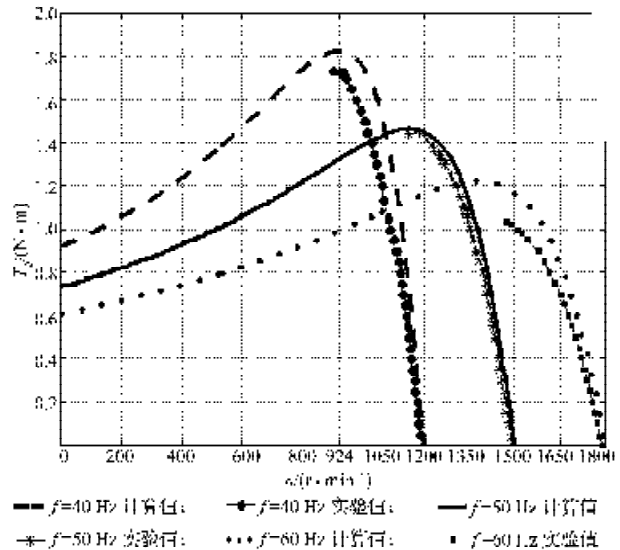


图3 $U=U_N$ 时不同频率下 n 与 T_0 的计算值与实验值

Fig. 3 The theory value and test value on the speed and the torque of the different frequency under the rated voltage

从图3中可看出,上述方法导出的转矩一般式,在误差允许的范围内与实验数据基本符合,证明了本文用此法推出的转矩一般式的正确性。由于实验使用变频器输出的变频电源,不一定恰好是本文使用的理想的双极性SPWM变频电源,这时势必存在一些误差。从图3也可看出,电源频率为50 Hz的情况下,实验测定值与计算仿真值吻合程度比40、60 Hz情况下好,这主要是因为,随着频率的变化,电机等效电路参数不断变化,因此,变化规律无法通过实验测定。我们暂时只能视电机等效电路参数电感电阻线性不变。另外,本文的研究对象,是在双极性SPWM电源供电下的、适合工频的普通三相异步电动机,而本文所用的

电机等效电路参数也是在工频为 50 Hz 的情况下测定的, 因此双极性 SPWM 变频电源取 50 Hz 时, 实验测定值与理论推导计算仿真值几乎吻合。

图 4 为三相异步电动机在电源频率为 35、45、50、60 Hz 时, 电源电压与 6 倍基频振动转矩 T_{v6} 实验结果与计算仿真曲线的比较。由于本测定振动转矩实验要求 36CK4B 空心杯转子交流伺服电机与被测三相异步电动机同轴连接, 而且此交流伺服电机灵敏度高, 易受周围环境干扰, 在实际操作时定会有一些误差。鉴于本实验使用的 36CK4B 空心杯转子交流伺服电机最高频率只能达 400 Hz, 因此只测出了 6 倍基频的振动转矩。

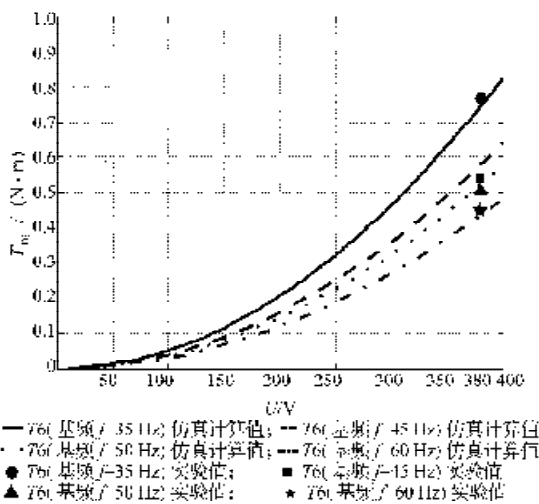


图 4 $U-T_{v6}$ 实验值与理论值比较

Fig. 4 The comparison between the test value and the theory value of $U-T_{v6}$

图 5 为三相异步电动机在电源频率为 30 ~ 80 Hz 条件下, 电源电压与起动转矩特性的计算仿真曲线与实验结果比较。鉴于本文使用的变频器电源电压使用范围为 380 ~ 460 V, 所以本文仅测取了电源电压为 380 V 时的起动转矩。

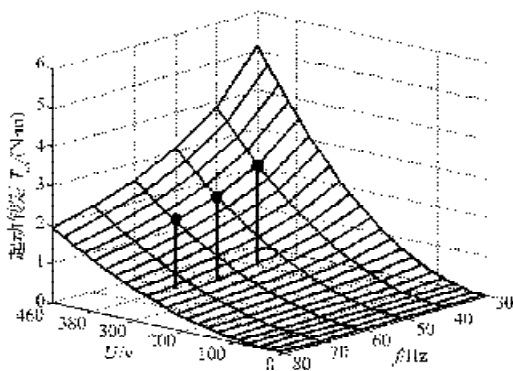


图 5 $U-f-T_{os}$ 实验值与理论值比较

Fig. 5 The comparison between the test value and theory value on the voltage and the frequency and the start-up torque

3 结语

本文提出了一种对变频电源供电下的、三相异步电动机转矩特性计算的新方法, 并通过变频器供电时三相异步电动机机械特性实验、振动转矩及起动转矩测定实验, 与变频双极性 SPWM 电源驱动下三相异步电动机转矩特性理论仿真计算值进行比较, 证明了此方法的正确性。该方法同样对三相异步电动机的其它特性计算有效。

参考文献:

- [1] 张汉忠. 变频调速控制系统设计[D]. 成都: 电子科技大学, 2007.
Zhang Hanzhong. Design of the Variable Frequency Speed Regulation System[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2007.
- [2] 姜艳姝. 现代变频调速系统负面效应研究及其对策[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2007.
Jiang Yanshu. Research on Adverse Effects of Modern PWM Adjustable Speed Drive System and the Associated Countermeasures[D]. Harbin: Harbin University of Science and Technology, 2007.
- [3] 兰华, 艾涛. 变频调速系统电磁兼容技术的研究现状和展望[J]. 电机与控制应用, 2008, 35(8): 16-19.
Lan Hua, Ai Tao. Status and Prospect of Electromagnetic Compatibility Technology for Variable Frequency Speed Regulation System[J]. Electric Machines & Control Application, 2008, 35(8): 16-19.
- [4] 刘永喜, 舒朝君, 李纪三, 等. 变频调速传动系统的电磁兼容分析[J]. 机床电器, 2007(6): 12-16.
Liu Yongxi, Shu Chaojun, Li Jisan, et al. Analysis of the Electromagnetic Compatibility of the Variable Frequency Speed Control System[J]. Machine Tool Electric Apparatus, 2007(6): 12-16.
- [5] 于京生, 袁莉, 李小汝. 逆变电源的谐波分析及抑制方法[J]. 微计算机信息, 2008, 24(7-1): 37-39.
Yu Jingsheng, Yuan Li, Li Xiaoru. Analysis and Restraint Method of Harmonics for Inverter Power Supply[J]. Microcomputer Information, 2008, 24(7-1): 37-39.
- [6] 高浪琴, 罗先喜. 交流变频装置谐波及其抑制措施分析[J]. 微计算机信息, 2007, 23(6-1): 127-129.
Gao Langqin, Luo Xianxi. The Analysis on Harmonics of Main Circuits in Frequency Converter Drive Systems and Restraining Interference Methods[J]. Control and Automation, 2007, 23(6-1): 127-129.
- [7] 汤宗武. 单相异步电动机[M]. 杭州: 浙江科学技术出版社, 1985: 9-37.
Tang Zongwu. Single-Phase Asynchronous Motor [M]. Hangzhou: