

感应电机断条与静态偏心复合故障的机理分析及仿真研究

田慕琴, 李双双

(太原理工大学矿用智能电器技术山西省工程实验室, 太原 030024)

摘要: 转子断条是感应电机常见故障之一, 而在实际情况中, 断条与偏心往往是同时存在的。本文主要目的是对感应电动机复合故障(断条和静态偏心同时发生)对定子电流的影响进行理论分析和仿真研究。首先建立了感应电机的多回路理论模型, 然后通过改进的绕组函数法计算感应电机复合故障下的电感参数, 推导了复合故障在定子电流中产生的特定谐波频率公式。结果表明, 复合故障时在其定子电流中除单一断条和静态偏心的特征频率外, 在基频和转子槽谐波附近还存在一系列谐波分量。最后基于 Ansoft 软件建立了感应电机正常和复合故障时的有限元仿真模型, 通过仿真结果对理论分析进行了验证。

关键词: 电气工程; 转子断条; 静态偏心; 复合故障; 定子电流

中图分类号: TM 301

Mechanism analysis and Simulation Research of the complex fault of broken bar and static eccentricity of induction motor

Tian Muqin, Li Shuangshaung

(Shanxi Engineering Laboratory of Mining Intelligent Electrical Apparatus Technology, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024)

Abstract: Rotor broken bars is one of the common faults of induction motor, but in practice, the broken bars is generally accompanied by static eccentricity. The main purpose of this paper is to analyze and simulate the influence of the composite fault (broken bars and static eccentricity exist simultaneously) of induction motor on the stator current. The multi loop theory model of induction motor is established, and the inductance parameter of induction motor is calculated by the modified winding function method. The results show that there is a series of harmonic components in the stator current of the composite fault except for a single fault section of the broken bars and static eccentricity. Based on Ansoft software, the finite element simulation model of induction motor is established. The theoretical analysis is verified by simulation results.

Key words: Electrical engineering; Broken rotor bar; Static eccentricity; Complex fault; Stator current

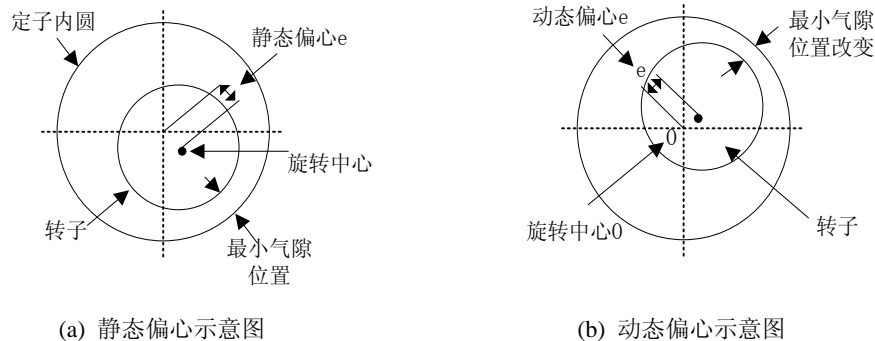
0 引言

感应电动机广泛应用于工农业中, 但驱动负载的复杂性和恶劣的工作环境易诱发感应电动机故障。由于笼型感应电动机长期运行过程中的频繁启动、制动和重载运行使转子断条故障发生率高达 10%, 且 80% 的断条等机械故障都会导致气隙偏心。气隙偏心主要分为两种情况: 静态偏心和动态偏心, 如图 1 所示。静态偏心是指转子不同心, 转子以自身几何轴心为旋转轴, 定转子间的最小气隙固定不变, 一般由定转子铁心椭圆、加工不良以及安装误差等因素造成。动态偏心指定转子不同心, 但转子以定子几何轴心为旋转轴, 最小气隙随旋转位置而改变, 主要由转轴弯曲挠度、轴承磨损、安装不同心等因素造成^[1]。现有研究成果

基金项目: 高等学校博士学科点博导类专项科研基金(20111402110010)

作者简介: 田慕琴(1962-), 女, 教授, 主要研究方向: 大型机电设备的实时监测、在线故障诊断和智能控制。E-mail: tianmuqin@163.com

大多只考虑了气隙偏心和转子断条其中一种故障。由于静态偏心存在的普遍性,对转子断条和静态偏心复合故障进行分析诊断更具有实际意义。



(a) Schematic diagram of static eccentricity

(b) Schematic diagram of static eccentricity

图1 基本气隙偏心类型

Fig.1 Basic type of air gap eccentricity

大量的研究成果表明感应电动机发生转子断条故障时会在定子电流的基频和转子槽谐波(RSH)附近产生特征边频^{[2][3]}:

$$f_{b,LF} = (1 \pm 2ks)f_s \quad (k=1,2,3\cdots) \quad (1)$$

$$f_{b,HF} = [h(1-s) \pm s \pm 2\mu s]f_s \quad (2)$$

s 为转差率, f_s 为电源供电频率, h 为谐波次数, $\eta=0,1,2,\cdots$ 为转速波动影响因子。

感应电动机存在静态偏心时会产生 RSH 特征边频^[4]:

$$f_{se}(\lambda) = \left(\frac{\lambda n_b}{p} (1-s) \pm 1 \right) f_s \quad (3)$$

其中, $\lambda=1,2,3,\cdots$, p 为极对数, n_b 为转子槽数。

复合故障特征往往并不是单一故障特征的简单叠加。本文对断条与静态偏心复合故障在定子电流的影响进行了理论分析,推导了复合故障下的定子电流特征频率公式,对复合故障下的典型故障特征与单种故障特征进行区分,为复合故障的诊断提供理论依据。

在实际情况下,即使是全新的电机也会因加工和装配等原因存在固有的偏心、不平衡等问题,因此很难获得纯粹的转子断条或静态偏心故障电机,而定制转子断条与静态偏心复合故障电机更加难以实现。因此,本文基于 Ansoft 软件搭建了三相鼠笼式感应电动机的有限元故障仿真模型,能够理想实现感应电机单一故障和复合故障,从而避免通过大量破坏性试验来获取感应电机故障数据,大大缩短了试验周期。感应电动机的有限元故障仿真模型不仅能够反映出电机的外部特性,还可以观察电机内部磁场的瞬态变化过程。通过仿真分析能够了解单一和复合故障特征,量化故障程度,并对理论分析结果进行验证,为复合故障诊断研究奠定基础。

1 系统方程

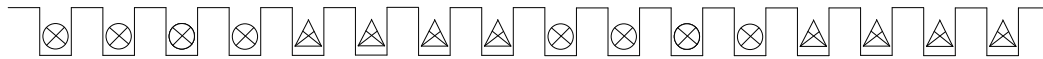
交流电机的多回路理论将电机看作有多个相对运动的回路组成的电路,按照定、转子的实际回路列写电压和磁链方程,方程的电感系数是时变的。多回路理论突破了派克方程的理想电机假设,能够计算、分析电机定子绕组内部和外部的所有回路电流,可以较好地解决气隙谐波磁场较强和绕组不对称问题。

假设笼型感应电动机的三相定子绕组理想对称，鼠笼转子槽数为 n_b ，则电机具有三个独立的定子回路， $n_b + 1$ 个独立的转子回路，其中包括 n_b 个相邻导条和端环段组成的转子回路和一个端环回路。感应电动机的多回路理论模型满足以下理想条件：

- 1) 忽略磁路饱和影响；
- 2) 铁心导磁率无穷大；
- 3) 磁通径向穿过气隙，忽略轴向磁通。

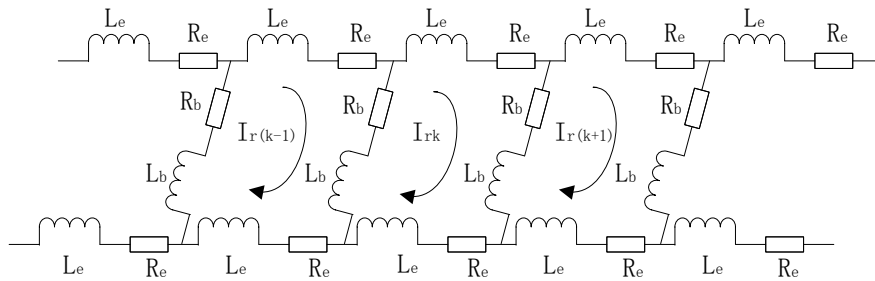
1.1 笼型感应电动机定转子回路

电机三相定子绕组采取 Y 型联接且中线引出，如图 2 (a) 所示，转子回路电流取法示如图 2 (b) 所示^[5]。



(a) 定子回路模型

(a) Stator circuit model



(b) 转子回路模型

(b) Rotor circuit model

图 2 笼型感应电动机定转子回路结构图

Fig2. Structure diagram of stator and rotor winding loop for squirrel cage induction motor

1.2 笼型感应电动机基本方程

由多回路理论可得定子电压的矩阵表示式为：

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{sabc}] + [v_n] \quad (3)$$

定子绕组的磁链为：

$$[\psi_{sabc}] = [L_s] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] + [i_{rk}] \quad (4)$$

转子回路磁链：

$$[\psi_{rk}] = [L_r] \cdot [i_{rk}] + [M_{sr}]^t + [i_{rk}] \quad (5)$$

其中 $[V_{sabc}]$ 为定子电压向量， $[i_{sabc}]$ 是定子电流向量， $[i_{rk}]$ 是转子回路电流向量， $[R_s]$ 是定子绕组电阻矩阵， $[L_s]$ 是定子绕组电感矩阵， $[L_r]$ 是转子绕组电感矩阵， $[M_{sr}]$ 是定转子互感矩阵， ψ_{sabc} 为定子绕组总磁链， ψ_{rk} 为转子绕组总磁链， v_n 为供电电压和定子中性点间的中性线电压。由于无法采取实际措施减小 v_n ，采用 Clarke 变换消去 v_n 。对应定子分量的 Clarke 变换公式为^[6]：

$$\begin{bmatrix} X_{sodq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{so} & X_{sd} & X_{sq} \end{bmatrix}^T = [C]^T \cdot [X_{3s}] \quad (6)$$

$$\text{其中 } [C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}。$$

105 2 复合故障下的电感参数计算

分析电机特性最好的可行方法是获得其电磁场分布,但通过求解磁场来分析电机进而识别故障信号会耗费大量的时间,而将电机按照耦合磁路分组描述能够从另一个角度获得其运行特性。用多回路理论来研究感应电机绕组的不对称问题,关键在于电压和磁链方程中电感系数的计算。

110 绕组函数法(WFA)从电机绕组和气隙参数来估算电感,是计算电感的有效方法。因为绕组结构决定了电机磁动势和电机的大部分磁导,对气隙偏心的影响可以通过修改气隙的磁导来建模进行分析。气隙对称时,WFA是适用的,而对于不均匀气隙,需要采用改进的绕组函数法(MWFA)。

电机存在静态偏心时,气隙最小位置固定,气隙长度表示为:

$$115 \quad g(\theta_s) = g_0(1 + \delta_s \cos \theta_s) \quad (7)$$

式中, g_0 气隙平均长度; δ_s —静态偏心度; θ_s —一定子坐标下的转子角位置。

气隙磁导系数为:

$$g(\theta_s)^{-1} = \frac{\mu_0}{g_0(1 + \delta_s \cos \theta_s)} \quad (8)$$

式中, μ_0 —真空磁导率。

120 将磁导系数用级数展开,取其前两项得:

$$g(\theta_s)^{-1} = \frac{1}{g_0}(1 + \delta_s \cos \theta_s) \quad (9)$$

根据 MWFA 可得复合故障下感应电动机任意 2 个定子回路“s”和转子回路“r”之间的互感计算公式^[7]:

$$M_{sr}(\theta) = \mu_0 r l \int_0^{2\pi} n_{rk}(\theta_r, \theta) M_{sq}(\theta_s, \theta) g(\theta_s, \theta)^{-1} d\theta_s \quad (10)$$

125 式中, r —气隙平均半径; l —铁心叠压长; θ_r —转子相对定子的角位置。

定子相“q”的匝函数定义为^[7]:

$$n_{sq}(\theta_s) = C_0 + \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{k_{wh}}{h} \cdot \cos \left(hp \left(\theta_s - \theta_0 - (q-1) \frac{2\pi}{3p} \right) \right) \quad (11)$$

$$\text{其中} \begin{cases} N_t = pN_c N_e \\ \theta_0 = (N_e - 1 + Q) \frac{\pi}{N_s} \\ C_0 = \frac{N_t \cdot Q}{N_s} = \langle n_q(\theta) \rangle \end{cases}$$

式中, $k_{\rho h}$ —绕组因数; N_c —定子槽导体数; N_e —每极每相槽数; Q —每节距槽数; N_s

130 一定子槽数; N_t —每相导体数;

$M_{sq}(\theta_s, \theta)$ 为 “q” 相改进的绕组函数^[8],

$$M_{sq}(\theta_s) = \frac{2N_t}{p\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{k_{wh}}{h} \cdot \cos\left(hp\left(\theta_s - \theta_0 - (q-1)\frac{2\pi}{3q}\right)\right) \quad (12)$$

$n_{rk}(\theta_r, \theta)$ 为第 k 个转子回路的匝函数^[8], 能够反应绕组分布情况,

$$n_{rk}(\theta_r) = \frac{1}{n_b} + \frac{2}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{1}{h} \sin\left(h\frac{\pi}{n_b}\right) \times \cos\left(h\left(\theta_r - \left(k - \frac{1}{2}\right)\frac{2\pi}{n_b}\right)\right) \quad (13)$$

135 将 (9)、(12) (13) 代入式 (10) 得定子绕组和转子回路的互感为:

$$\begin{aligned} M_{sr}(\theta) = M_{srh} & \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} \frac{k_{wh}}{h^2} \sin\left(hp\frac{a}{2}\right) \cos\left(hp\theta + hpKa - hp\left(\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3q}\right)\right) \right. \\ & + \frac{p\delta_s}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{k_{wh}}{h(hp+1)} \sin\left((hp+1)\frac{a}{2}\right) \cos\left((hp+1)(\theta + Ka) - hp\left(\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3q}\right)\right) \\ & \left. + \frac{p\delta_s}{2} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{k_{wh}}{h(hp-1)} \sin\left((hp-1)\frac{a}{2}\right) \cos\left((hp-1)(\theta + Ka) - hp\left(\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3q}\right)\right) \right\} \quad (14) \end{aligned}$$

$$\text{其中} \begin{cases} M_{srh} = \frac{\mu_0 rl}{g_0} \frac{4N_t}{p\pi^2} \\ K = \left(k - \frac{1}{2}\right) \\ a = \frac{2\pi}{n_b} \end{cases}$$

3 定子电流特征谐波产生机理分析

3.1 转子电流

140 假设鼠笼式感应电动机三相定子绕组对称, 三相供电电压平衡, 气隙中的感应电动势会在转子回路中感应出 sf_s 频率的电流。参照公式 (5), 转子磁通分量在转子中感生电动势, 进一步感生转子电流。则存在断条与静态偏心复合故障时, 若仅考虑主频成分, 则气隙磁动势在第 k 个转子回路中感应的电流公式为^{[9][10]}:

$$[I_{rk}] = [I_{rk1}] + [I_{rk2}] + [I_{rk3}] \quad (15)$$

145

$$[i_{rk1}] = \sum_{h=1}^{\infty} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rp k} \cos(s\omega_s t + hpKa - hp\theta_0) \\ \vdots \end{bmatrix}_{k=0,1,\dots,n_b-1} \quad (16)$$

$$[i_{rk2}] = \sum_{h=1}^{\infty} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rp k}^{hp+1} \cos(s_1\omega_s t + (hp+1)Ka - hp\theta_0) \\ \vdots \end{bmatrix}_{k=0,1,\dots,n_b-1} \quad (17)$$

$$[i_{rk3}] = \sum_{h=1}^{\infty} \begin{bmatrix} \vdots \\ I_{rp k}^{hp-1} \cos(s_2\omega_s t + (hp+1)Ka - hp\theta_0) \\ \vdots \end{bmatrix}_{k=0,1,\dots,n_b-1} \quad (18)$$

其中, $s_1 = s + \frac{1-s}{p}$, $s_2 = s - \frac{1-s}{p}$ 。

150 $I_{rp k}$ 和 $(hpKa - hp\theta_0)$ 为转子电流在频率 $s\omega_s$ 处的幅值和相位角, $I_{rp k}^{hp+1}$ 和 $((hp+1)Ka - hp\theta_0)$ 为转子电流在频率 $s_1\omega_s$ 处的幅值和相位角, $I_{rp k}^{hp-1}$ 和 $((hp-1)Ka - hp\theta_0)$ 为转子电流在频率 $s_2\omega_s$ 处的幅值和相位角。

3.2 磁通导数

通过公式 (3) 和 (6), 经 Clarke 变换的定子电压为:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} \quad (19)$$

155

将公式 (16) 的 $[i_{rk}]$ 代入上式, 得磁通导数为:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sd}}{dt} &= L_{sc} \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} + \frac{d\varphi_{sd3}}{dt} \quad (20) \\ \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} &= \frac{d[M_{sr} \times I_{rk}]}{dt} = - \sum_{h_1=6v \pm 1}^{\infty} s\omega_s \sum_{k=0}^{n_b-1} I_{rp k} \sin(s\omega_s t + hpKa - hp\theta_0) \cdot M_{sr}(\theta) \\ &\quad - I_{rk} \cdot M_{srh} \frac{d\theta}{dt} \cdot \left\{ \sum_{h=6v \pm 1}^{\infty} \frac{pk_{wh}}{h} \sin\left(hp \frac{a}{2}\right) \sin\left(hp\theta + hpKa - hp\left(\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3q}\right)\right) \right. \\ &\quad \left. \frac{p\delta_s}{2}(hp \pm 1) \sum_{h=6v \pm 1}^{\infty} \frac{k_{wh}}{h} \sin\left((hp \pm 1)\frac{a}{2}\right) \sin\left((hp \pm 1)(\theta + Ka) - hp\left(\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3q}\right)\right) \right\} \\ &= - \sum_{h_1=1 \& 6v \pm 1}^{\infty} s\omega_s \sum_{k=0}^{n_b-1} I_{rp k} M_{srh} (V_h + V_{h+1} + V_{h-1}) - \frac{d\theta}{dt} \sum_{h_1=1 \& 6v \pm 1}^{\infty} \sum_{k=0}^{n_b-1} I_{rp k} \cdot M_{srh} (U_h + U_{h+1} + U_{h-1}) \end{aligned}$$

(21) 其中,

$$\begin{aligned} V_h &= \sum_{h=1 \& 6v \pm 1}^{\infty} \frac{k_{\omega h}}{2h^2} \sin(hp \frac{a}{2}) \left\{ \sin\left[s\omega_s t + hp\theta + 2hpKa - hp(2\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p})\right] \right. \\ &\quad \left. + \sin\left[s\omega_s t - hp\theta + hp(q-1)\frac{2\pi}{3p}\right] \right\} \end{aligned}$$

160

$$\begin{aligned}
V_{h+1} &= \frac{p\delta_s}{2} \sum_{h=1\&6v\pm1}^{\infty} \frac{k_{\omega h}}{2h(hp+1)} \sin\left[(hp+1)\frac{a}{2}\right] \left\{ \sin\left[s\omega_s t - (hp+1)\theta - Ka + hp(q-1)\frac{2\pi}{3p}\right] \right. \\
&\quad \left. + \sin\left[s\omega_s t + (hp+1)\theta + (2hp+1)Ka - hp(2\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p})\right] \right\} \\
V_{h-1} &= \frac{p\delta_s}{2} \sum_{h=1\&6v\pm1}^{\infty} \frac{k_{\omega h}}{2h(hp-1)} \sin\left[(hp-1)\frac{a}{2}\right] \left\{ \sin\left[s\omega_s t - (hp-1)\theta + Ka + hp(q-1)\frac{2\pi}{3p}\right] \right. \\
&\quad \left. + \sin\left[s\omega_s t + (hp-1)\theta + (2hp-1)Ka - hp(2\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p})\right] \right\} \\
U_h &= \sum_{h=6v\pm1}^{\infty} \frac{pk_{\omega h}}{2h} \sin(hp\frac{a}{2}) \left\{ \sin\left[s\omega_s t + hp\theta + 2hpKa - hp(2\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p})\right] \right. \\
&\quad \left. - \sin\left[s\omega_s t - hp\theta + hp(q-1)\frac{2\pi}{3p}\right] \right\} \\
U_{h+1} &= \frac{p\delta_s}{4} \sum_{h=1\&6v\pm1}^{\infty} \frac{k_{\omega h}}{h} \sin\left[(hp+1)\frac{a}{2}\right] \left\{ \sin\left[-s\omega_s t + (hp+1)\theta + Ka - hp(q-1)\frac{2\pi}{3p}\right] \right. \\
&\quad \left. + \sin\left[s\omega_s t + (hp+1)\theta + (2hp+1)Ka - hp(2\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p})\right] \right\} \\
U_{h-1} &= \frac{p\delta_s}{4} \sum_{h=1\&6v\pm1}^{\infty} \frac{k_{\omega h}}{h} \sin\left[(hp-1)\frac{a}{2}\right] \left\{ \sin\left[-s\omega_s t + (hp-1)\theta - Ka - hp(q-1)\frac{2\pi}{3p}\right] \right. \\
&\quad \left. + \sin\left[s\omega_s t + (hp-1)\theta + (2hp-1)Ka - hp(2\theta_0 + (q-1)\frac{2\pi}{3p})\right] \right\}
\end{aligned}$$

165 3.3 特征频率

将 θ 值 ($\theta = \frac{1-s}{p}\omega_s t$) 代入式 (21), 当转子断条和静态偏心同时存在时, 在定子电流中产生的特征频率公式为:

$$f_{sb1} = \begin{cases} \left[hp\left(\frac{1-s}{p}\right) \pm s \right] f_s \\ \left[(hp \pm 1)\left(\frac{1-s}{p}\right) \pm s \right] f_s \end{cases} \quad (22)$$

其中 $h \in G = \{h=1\&6v\pm1\}$ 。

170

同理, 定转子互感保持不变, 根据 I_{rk2} 、 I_{rk3} 进一步计算 $\frac{d\varphi_{sd2}}{dt}$ 和 $\frac{d\varphi_{sd3}}{dt}$ 。根据 $\frac{d\varphi_{sd2}}{dt}$ 和 $\frac{d\varphi_{sd3}}{dt}$ 计算结果可以看出复合故障在定子电流中还会产生如下的特征频率:

$$f_{sb2} = \left[(hp \pm 2)\left(\frac{1-s}{p}\right) \pm s \right] f_s \quad (22)$$

综上所述, 断条与静态偏心复合故障在定子电流中产生的特征频率公式为:

$$f_{sb} = \begin{cases} \left[hp \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm s \right] f_s \\ \left[(hp \pm 1) \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm s \right] f_s, \quad h \in G = \{h = 1 \& 6v \pm 1\} \\ \left[(hp \pm 2) \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm s \right] f_s \end{cases} \quad (23)$$

4 仿真模型

一般的电机故障诊断研究需要通过大量的破坏性实验来获得电机故障数据,需耗费大量的人力物力,试验周期较长。而且由于制造工艺的缺陷,很难制造出理想的转子断条与静态偏心复合故障的感应电机。因此,本文通过仿真建模来获得故障电机数据,对理论分析结果进行验证。

在 Ansoft/Maxwell 中根据三相感应电动机的基本参数建立 2D 几何模型,在瞬态磁场下对电机进行求解^[11]。共搭建两个电机模型,分别为正常电机和复合故障电机。三相笼式感应电动机仿真模型的主要外形尺寸及技术参数见表 I。

表 I 电机外形尺寸与技术参数
Table I Motor shape size and technical parameters

功率 kW	极对数	定子外径 /mm	定子内径 /mm	定子槽 数	转子外径 /mm	转子内径 /mm	转子槽 数	铁心长度 /mm
7.5	2	260	170	36	169	60	26	155

在正常电机模型上分别加入转子断条故障和气隙静态偏心故障。转子断条时断条电流并不为零,而是由于环流作用,断裂的导条上也会有微弱电流。在仿真时通过修改导条材料属性,将电导率设为极小值来实现断条故障。在正常电机模型基础上设置定转子不同心,且以定子轴为旋转中心,以此实现气隙静态偏心故障。仿真的复合故障电机模型转子断条数为 2,静态偏心度为 20%,笼型感应电动机的仿真模型如图 3 所示:

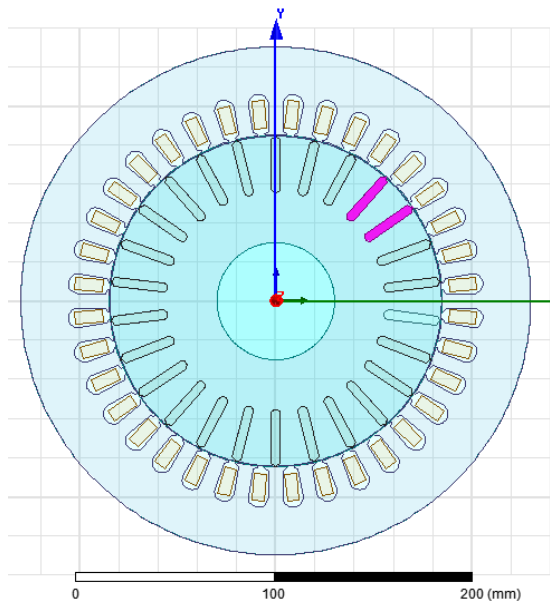
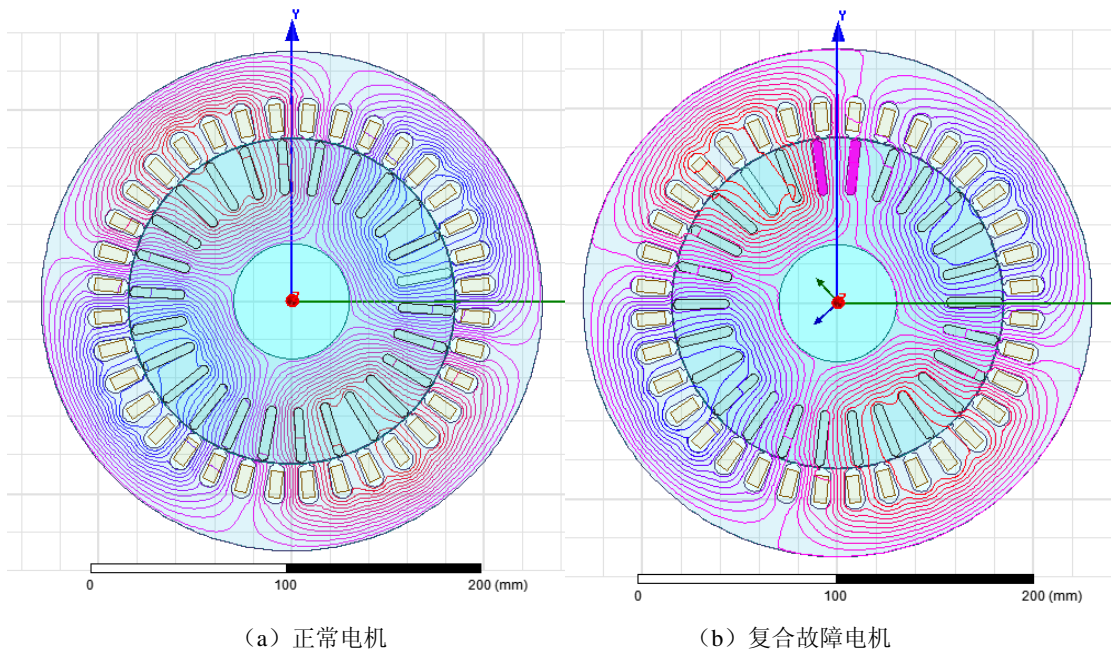


图 3 复合故障的电机仿真模型
Fig3. Motor simulation model of complex fault



(a) Healthy induction motor (b) Induction motor with complex fault

图 4 感应电机磁力线分布图

Fig4. Magnetic field distribution diagram of induction motor

图 4 为正常电机和复合故障电机的磁力线分布图。由图 4 可见正常电机磁力线分布均匀，而复合故障下电机的磁力线分布出现明显畸变，断条处的磁力线分布密集，高度饱和，这是由于断裂导条的电流进入了相邻导条导致了局部饱和。

5 仿真结果分析

根据式 (23)，断条与静态偏心复合故障在定子电流中产生的一系列的特征频率，见表 II ($h=1, h=13$)。其中 $h=1$ 对应基频附件的特征边频分量， $h=13$ 对应转子槽谐波附近的特征边频分量。

表 II 复合故障下定子电流特征频率分量

Table II Characteristic frequency component of stator current under complex fault

$h=1$	$h=13$
$s f_s$	$24 f_r \pm f_s$
$(1 \pm 2s) f_s$	$25 f_r \pm f_s$
$f_r \pm f_s$	$26 f_r \pm f_s$
$3 f_r \pm f_s$	$27 f_r \pm f_s$
$4 f_r \pm f_s$	$28 f_r \pm f_s$

分别对正常电机和复合故障电机仿真得到的定子电流进行快速傅里叶变换，获得定子电流频谱分布图。为对表 II 中的频率分量进行更加细致的对比分析，重点研究频谱图中的低频 (0-100Hz) 和 高频(550-700Hz) 两个频段。图 5 为正常电机电流低频部分的频谱图，图 6 为复合故障电机电流低频部分的频谱图，图 7 为正常电机电流高频部分的频谱图，图 8 为复合故障电机电流高频部分的频谱图。

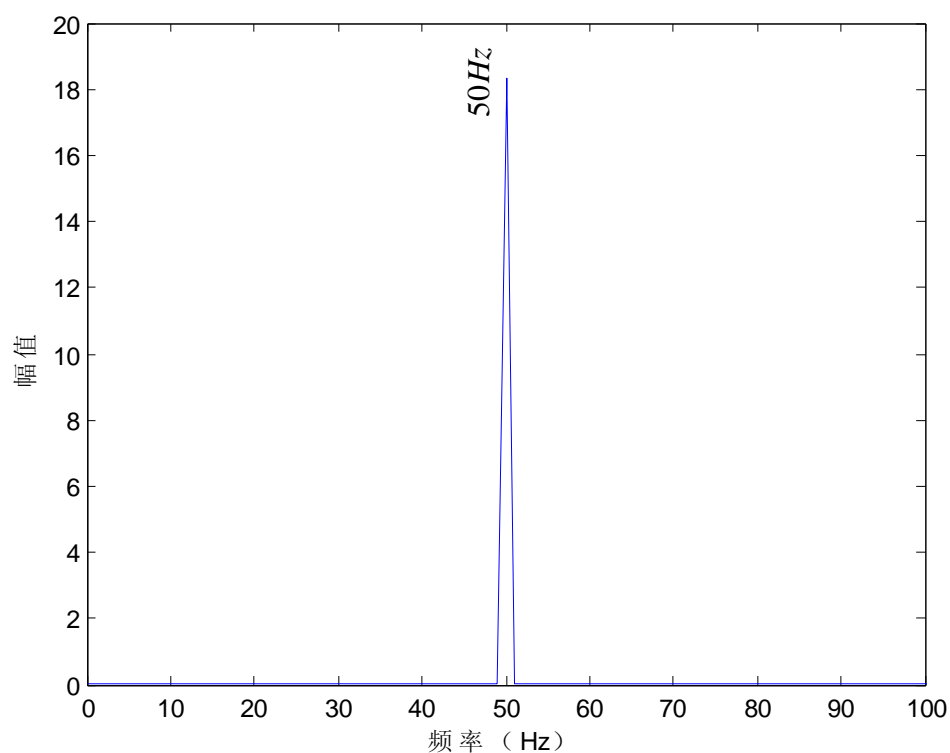


图 5 正常电机定子电流低频部分频谱图

Fig5. Frequency spectrum of the low frequency part of the stator current of healthy motor

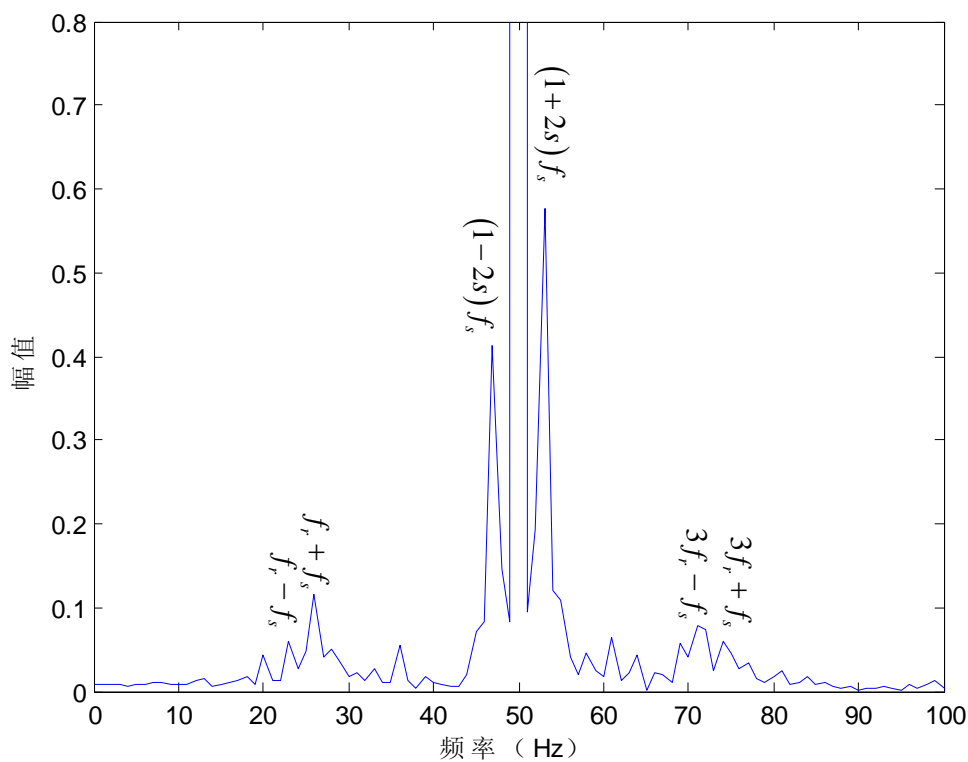


图 6 复合故障电机定子电流低频部分频谱图

Fig6. Frequency spectrum of the low frequency part of stator current of induction motor with complex fault

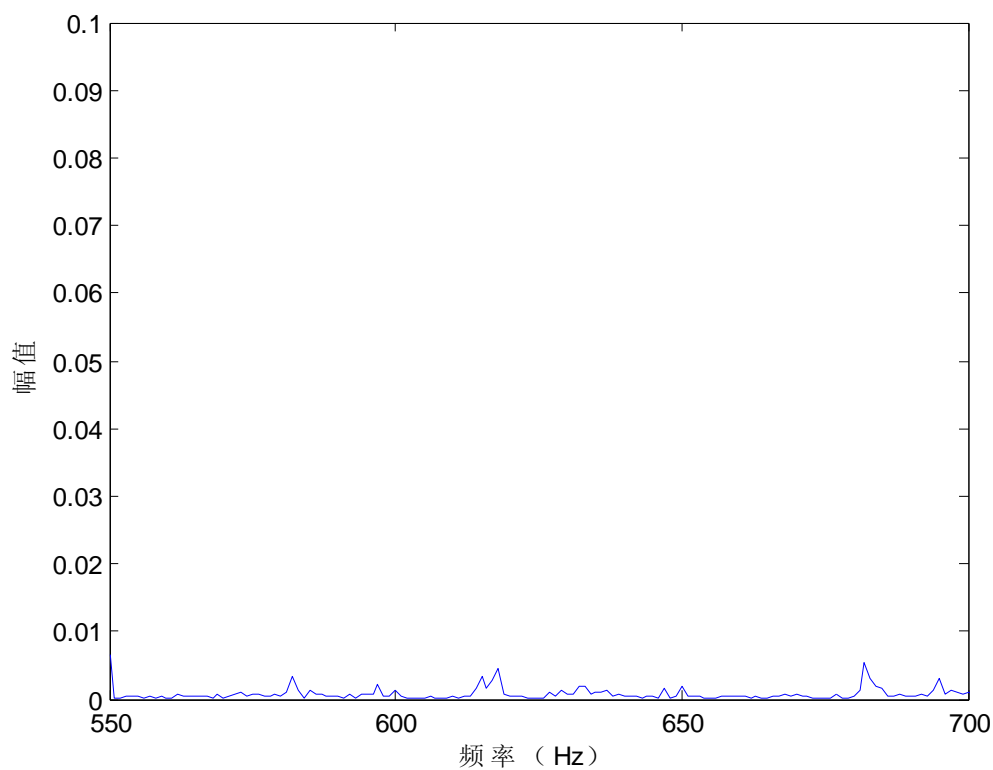


图 7 正常电机定子电流高频部分频谱图

Fig7. Frequency spectrum of the high frequency part of the stator current of healthy motor

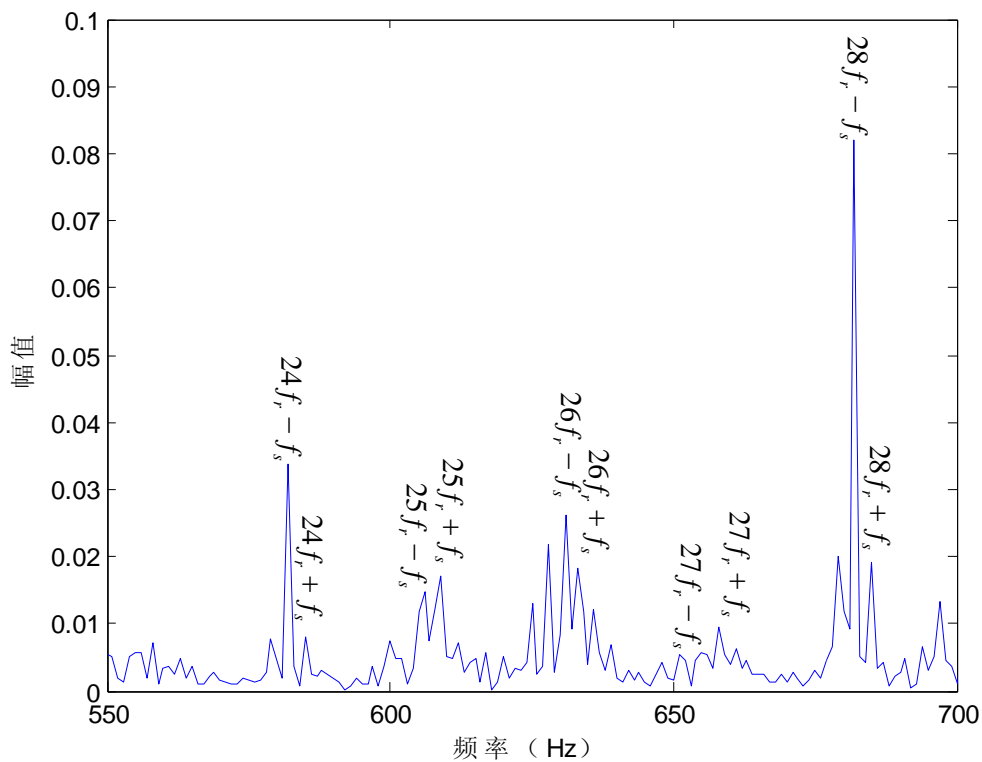


图 8 复合故障电机定子电流高频部分频谱图

Fig8. Frequency spectrum of the high frequency part of stator current of induction motor with complex fault

图 5 中正常电机的定子电流中只有 50Hz 工频, 而图 6 复合故障电机的基频附近存在明显的边频带。图 6 中基频两侧的边频对应断条特征频率 $f_b = (1 \pm 2s)f_s$, 幅值分别为 0.41A 和 0.48A。特征频率 $f_r \pm sf_s$ 和 $3f_r \pm sf_s$ 出现在 23Hz、26Hz、71Hz、74Hz 处, 但是幅值较小, 除 $f_r + sf_s$ 为 0.12A 外, 其他幅值均小于 0.8A。 $4f_r \pm sf_s$ 幅值太小, 基本可以忽略

断条和静态气隙偏心都会导致气隙不平衡, 进而改变气隙磁导。由于气隙磁导和气隙磁动势之间的相互作用, 断条和静态气隙偏心会对其接近的转子槽谐波产生影响, 进而表现在定子电流的频谱变化当中^[12]。图 7 和图 8 分别为正常电机和复合故障电机定子电流高频部分在同一尺度下的频谱图。由图 7 可以看出, 感应电动机正常情况下高频部分只存在一些固有频率, 且幅值非常小。由图 8 中可见感应电动机复合故障时会在电流中产生若干高次谐波。图 7 中 $26f_r \pm sf_s$ 对应公式 (2) 的转子断条特征频率 630Hz 和 633Hz, $24f_r - sf_s$ 和 $28f_r + sf_s$ 对应公式 (3) 的静态偏心特征频率 582Hz 和 682Hz。对比两种故障的特征频率幅值可知, 静态偏心对转子槽谐波的影响更大。此外, 转子断条与静态偏心复合故障在定子电流中还会产生其他特征频率 $24f_r + sf_s$ 、 $25f_r \pm sf_s$ 、 $27f_r \pm sf_s$ 和 $28f_r - sf_s$, 但幅值相对较小。

通过以上分析可以看出仿真与理论分析结果相吻合, 式 (23) 可以为笼型感应电动机复合故障诊断提供依据。

6 结论

基于鼠笼式感应电动机的转子断条和静态偏心单一故障特征, 本文对更复合实际情况的转子断条与静态偏心复合故障进行了研究。建立了复合故障下感应电动机的多回路理论模型, 而多回路理论的关键是计算电感, 本文通过改进的绕组函数法分析、计算了电机定转子的电感参数。基于多回路理论推导得出了转子断条与静态偏心复合故障在定子电流中的特征频率公式。为解决实际情况中复合故障感应电机难以制造的问题, 本文基于 Ansoft 有限元分析软件, 搭建了三相鼠笼式感应电动机的转子断条与静态偏心复合故障仿真模型, 对仿真的定子电流信号进行了分析和处理, 结果表明仿真与理论分析结果相吻合。

[参考文献] (References)

- [1] 鲍晓华, 吕强. 感应电机气隙偏心故障研究综述及展望[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6):209-210.
- [2] Filippetti F, Franceschini G, Tassoni C, et al. AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect[J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 1998, 34(1):98-108.
- [3] Khezzar A, Kaikaa M Y, El K O M, et al. On the Use of Slot Harmonics as a Potential Indicator of Rotor Bar Breakage in the Induction Machine[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(11):4592-4605.
- [4] Nandi S, Ahmed S, Toliyat H /. Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages[J]. Energy Conversion IEEE Transactions on, 2001, 16(3):253-260.
- [5] 孙丽玲, 李和明, 许伯强. 基于多回路数学模型的异步电动机内部故障瞬变过程[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(23):35-40.
- [6] Khezzar A, Kaikaa M Y, Boucherma M. Analytical Investigation Of Rotor Slot Harmonics In A Three Phase Induction Motor With Broken Rotor Bars[C]// Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on. 2005:10 pp. - P.10.
- [7] Khezzar A, Hadjami M, Bessous N, et al. Accurate modelling of cage induction machine with analytical evaluation of inductances[C]// Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE. IEEE, 2008:1112-1117.
- [8] Alnuaim N /, Toliyat H /. A novel method for modeling dynamic air-gap eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory[J]. Energy Conversion IEEE Transactions on, 1998, 13(2):156-162.
- [9] Kaikaa M Y, Hadjami M. Effects of the simultaneous presence of static eccentricity and broken rotor bars on the stator current of induction machine[J]. Industrial Electronics IEEE Transactions on, 2014, 61:2452-2463.
- [10] Henao H, Razik H, Capolino G A. Analytical approach of the stator current frequency harmonics computation for detection of induction machine rotor faults[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(3):801 -

807.

[11] 赵博. Ansoft 12 在工程电磁场中的应用[M]// 中国水利水电出版社, 2010.

[12] 王立国, 郝宏海, 吕辛, 等. 基于转子槽谐波分析的潜油电机温度辨识[J]. 电工技术学报, 2011, 第 6 期 (06):1-6.

275