



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 112620102 A

(43) 申请公布日 2021. 04. 09

(21) 申请号 202011354183.9

(22) 申请日 2020.11.27

(71) 申请人 东北大学

地址 110819 辽宁省沈阳市和平区文化路
三巷11号

(72) 发明人 张学良 张旭 胡文超 张伟
陈为昊 王志辉 闻邦椿

(74) 专利代理机构 大连理工大学专利中心
21200

代理人 陈玲玉

(51) Int. Cl.

B07B 1/42 (2006.01)

B07B 1/28 (2006.01)

G06F 17/13 (2006.01)

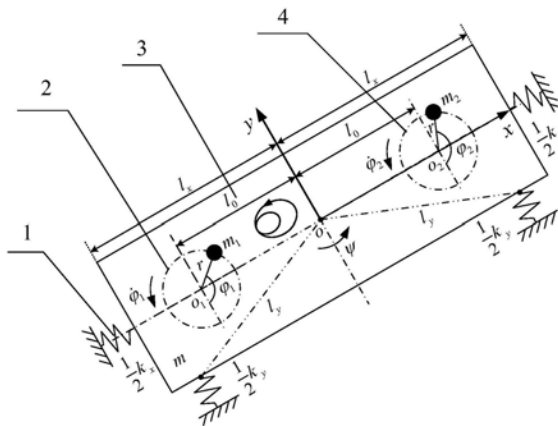
权利要求书6页 说明书12页 附图9页

(54) 发明名称

双机双频自同步驱动双圆周运动轨迹振动筛参数确定方法

(57) 摘要

本发明属于振动筛分装置技术领域,涉及双机双频自同步驱动双圆周运动轨迹振动筛参数确定方法。该振动筛包括:两个激振器、质体、弹簧;弹簧对称分布连接于地基与主质体;激振器1和激振器2关于y轴对称分布于质体上并且每个激振器中各有一偏心转子,偏心转子由感应电动机驱动,分别绕着各自的旋转轴线中心旋转,两激振器旋转方向相同。通过激振器的旋转中心与系统质心之间的距离对同步稳定性的影响来进行参数确定,当两激振器在大距离安装时,2倍频同步的相位差为0,此时的质心轨迹为内8字轨迹,即:轨迹为双圆周轨迹,从而实现其工程应用价值。



1. 双机双频自同步驱动双圆周运动轨迹振动筛,其特征在于,该振动筛包括:两个激振器、质体、弹簧;弹簧对称分布连接于地基与主质体;激振器1和激振器2关于y轴对称分布于质体上并且每个激振器中各有一偏心转子,偏心转子由感应电动机驱动,分别绕着各自的旋转轴线中心旋转,两激振器旋转方向相同。

2. 权利要求1所述的双机双频自同步驱动双圆周运动轨迹振动筛参数确定方法,其特征在于,包括如下步骤:

步骤1,建立动力学模型和系统运动微分方程;

设定 O_{xy} 为固定坐标,两个激振器的旋转中心分别为 o_1 和 o_2 ,其对应相位分别表示为 φ_1 和 φ_2 ;整个系统有三个自由度,分为x,y方向的振动及绕质心的摆动 ψ ;

选定x,y, ψ , φ_1 , φ_2 为广义坐标,基于Lagrange方程,系统的运动微分方程被推导如下:

$$M\ddot{x} + f_x \dot{x} + k_x x = \sum_{i=1}^2 m_i r_i (\dot{\varphi}_i^2 \sin \varphi_i - \ddot{\varphi}_i \cos \varphi_i)$$

$$M\ddot{y} + f_y \dot{y} + k_y y = -\sum_{i=1}^2 m_i r_i (\dot{\varphi}_i^2 \cos \varphi_i + \ddot{\varphi}_i \sin \varphi_i)$$

$$J\ddot{\psi} + f_\psi \dot{\psi} + k_\psi \psi = -m_1 r l_0 (\dot{\varphi}_1^2 \cos \varphi_1 + \ddot{\varphi}_1 \sin \varphi_1) + m_2 r l_0 (\dot{\varphi}_2^2 \cos \varphi_2 + \ddot{\varphi}_2 \sin \varphi_2) \quad (1)$$

$$J_1 \ddot{\varphi}_1 + f_1 \dot{\varphi}_1 = T_{e1} - m_1 r (\ddot{y} \sin \varphi_1 + \dot{y} \cos \varphi_1 - l_0 \ddot{\psi} \sin \varphi_1 + l_0 \dot{\psi}^2 \cos \varphi_1 - g \sin \varphi_1)$$

$$J_2 \ddot{\varphi}_2 + f_2 \dot{\varphi}_2 = T_{e2} - m_2 r (\ddot{y} \sin \varphi_2 + \dot{y} \cos \varphi_2 + l_0 \ddot{\psi} \sin \varphi_2 - l_0 \dot{\psi}^2 \cos \varphi_2 - g \sin \varphi_2)$$

其中

$$M = m + m_1 + m_2, f_x = \frac{1}{2} (f_x l_y^2 + f_y l_x^2), k_x = \frac{1}{2} (k_x l_y^2 + k_y l_x^2),$$

$$J = M l_e^2 = J_m + (m_1 + m_2) r^2 + (m_1 + m_2) l_0^2, J_i = m_i r^2, i = 1, 2.$$

式中

M——系统总质量;

m——质体质量;

m_i ——激振器i的偏心块质量, $i = 1, 2$;

J——整个系统的转动惯量;

J_m ——质体m的转动惯量;

J_i ——激振器i的转动惯量, $i = 1, 2$;

l_0 ——激振器i回转轴心 o_i 至质体中心O的距离, $i = 1, 2$;

l_e ——系统当量回转半径;

r——激振器i的偏心距, $i = 1, 2$;

g——重力加速度;

f_i ——感应电机i的轴阻尼系数, $i = 1, 2$;

T_{ei} ——感应电机i的电磁输出转矩, $i = 1, 2$;

k_x, k_y, k_ψ ——系统在x,y和 ψ 方向上的弹簧刚度;

f_x, f_y, f_ψ ——系统在x,y和 ψ 方向上的阻尼系数;

($\dot{\bullet}$)—— $d \bullet / dt$;

($\ddot{\bullet}$)—— $d^2 \bullet / dt^2$;

步骤2, 倍频同步理论分析

将式(1)中前三个表达式等号左边的第二项和第三项省略掉, 进而得到 \ddot{x} , \ddot{y} 和 $\ddot{\psi}$ 的表达式并将其结果代入式(1)的后三个表达式中, 得到关于每个激振器的角加速度 $\ddot{\varphi}_i (i=1,2)$ 的近似表达式:

$$\begin{aligned} \ddot{\varphi}_1 = & \varepsilon \{ T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)} \dot{\varphi}_1 - k_1 \sin \varphi_1 + \ddot{\varphi}_1 + A_{11} [\dot{\varphi}_1^2 \sin(2\varphi_1) - \ddot{\varphi}_1 \cos(2\varphi_1) + \ddot{\varphi}_1] \\ & + a_{12} \{ \dot{\varphi}_2^2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2) + \ddot{\varphi}_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \\ & + A_{12} [\dot{\varphi}_2^2 \sin(\varphi_1 + \varphi_2) - \dot{\varphi}_2^2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2) - \ddot{\varphi}_2 \cos(\varphi_1 + \varphi_2) - \ddot{\varphi}_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] \} \\ & + \varepsilon^2 \{ (-2\alpha_1^{(2)} \dot{\varphi}_1 - T_1^{(2)}) \} + \varepsilon^3 \dots \\ \ddot{\varphi}_2 = & \varepsilon \{ T_2^{(1)} - 2\alpha_2^{(1)} \dot{\varphi}_2 - k_2 \sin \varphi_2 + a_{21} \{ \dot{\varphi}_1^2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1) + \ddot{\varphi}_1 \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \\ & + A_{21} [-\dot{\varphi}_1^2 \sin(\varphi_2 + \varphi_1) - \dot{\varphi}_1^2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1) + \ddot{\varphi}_1 \cos(\varphi_2 + \varphi_1) - \ddot{\varphi}_1 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)] \} \\ & + \ddot{\varphi}_2 + A_{22} [\dot{\varphi}_2^2 \sin(2\varphi_2) - \ddot{\varphi}_2 \cos(2\varphi_2) + \ddot{\varphi}_2] \\ & + \varepsilon^2 \{ (-2\alpha_2^{(2)} \dot{\varphi}_2 - T_2^{(2)}) \} + \varepsilon^3 \dots \end{aligned} \quad (2)$$

其中

$$\varepsilon = \frac{m_1}{M}, \quad k_i = \frac{J_1 m_i r_i M g}{J_i (m_1 r_1)^2 \omega^2}, \quad a_{ij} = \frac{J_1 m_i r_i m_j r_j}{J_i (m_1 r_1)^2}, \quad A_{ij} = \frac{M l_0^2}{2J},$$

$$2\varepsilon \alpha_i^{(1)} + 2\varepsilon^2 \alpha_i^{(2)} = \frac{f_i}{J_i \omega}, \quad \varepsilon T_i^{(1)} + \varepsilon^2 T_i^{(2)} = \frac{T_{ei}}{J_i \omega^2}, \quad i=1,2, \quad j=1,2$$

式中, ε 是激振器1的偏心质量与系统总质量M的比值; 设定激振器的旋转相位如下:

$$\varphi_i = n_i \tau + \Delta_i, \quad i=1,2 \quad (3)$$

式中 $\tau = \omega t$, $n_1 = 1$, 定义 Δ_i 为相对相位;

将式(3)代入到式(2)中, 整理得到:

$$\begin{aligned} \ddot{\Delta}_1 = & \varepsilon \{ [T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)} (1 + \dot{\Delta}_1)] - k_1 \sin(\tau + \dot{\Delta}_1) + A_{11} (1 + \dot{\Delta}_1)^2 \sin \psi_{11}^+ - A_{11} \ddot{\Delta}_1 (1 - \cos \psi_{11}^+) \} \\ & - a_{12} [\ddot{\Delta}_2 \cos \psi_{12}^- - (n + \dot{\Delta}_2)^2 \sin \psi_{12}^- + A_{12} (1 + \dot{\Delta}_2)^2 (\sin \psi_{12}^- + \sin \psi_{12}^+)] \\ & - A_{12} \ddot{\Delta}_2 (\cos \psi_{12}^- - \cos \psi_{12}^+) \} + \varepsilon^2 \{ [T_1^{(2)} - 2\alpha_1^{(2)} (1 + \dot{\Delta}_1)] + \dots \} \\ \ddot{\Delta}_2 = & \varepsilon \{ [T_2^{(1)} - 2\alpha_2^{(1)} (n + \dot{\Delta}_2)] - k_2 \sin(n\tau + \Theta_2) - a_{21} [\ddot{\Delta}_1 \cos \psi_{21}^- + (1 + \dot{\Delta}_1)^2 \sin \psi_{12}^- \\ & + A_{21} (1 + \dot{\Delta}_1)^2 (\sin \psi_{21}^- + \sin \psi_{21}^+) - A_{21} \ddot{\Delta}_1 (\cos \psi_{21}^- - \cos \psi_{21}^+)] \} \\ & - [-\ddot{\Delta}_2 + A_{22} (n + \dot{\Delta}_2)^2 \sin \psi_{22}^+ \\ & - A_{22} \ddot{\Delta}_2 (1 - \cos \psi_{22}^+)] + \varepsilon^2 \{ [T_2^{(2)} - 2\alpha_2^{(2)} (n + \dot{\Delta}_2)] + \dots \} \end{aligned} \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} \psi_{11}^+ = & -2\omega t - 2\Delta_1, \quad \psi_{12}^+ = \psi_{21}^+ = -(1+n_2)\omega t - \Delta_1 - \Delta_2 + \pi \\ \psi_{22}^+ = & -2n_2\omega t - 2\Delta_2, \quad \psi_{12}^- = -\psi_{21}^- = (n_2-1)\omega t - \Delta_1 + \Delta_2 + \pi \end{aligned}$$

基于渐近法, 将式(4)改写成Bogoliubov的标准形式, 设定

$$\Delta_1 = \Delta_1, \quad \Delta_2 = \Delta_2, \quad \dot{\Delta}_1 = \sqrt{\varepsilon}v_1, \quad \dot{\Delta}_2 = \sqrt{\varepsilon}v_2 \quad (5)$$

对式(5)的 $\dot{\Delta}_1$ 和 $\dot{\Delta}_2$ 再进行求导得 $\ddot{\Delta}_1$ 和 $\ddot{\Delta}_2$,然后代入式(4)可得一阶联合微分方程,其表达式如下:

$$\begin{aligned} \dot{\Delta}_1 &= \sqrt{\varepsilon}v_1, \quad \dot{\Delta}_2 = \sqrt{\varepsilon}v_2 \\ \dot{v}_1 &= \sqrt{\varepsilon} \{ (T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)}) - k_1 \sin(\tau + \Delta_1) - A_{11} \sin \psi_{11}^+ + a_{12} n_2^2 [\sin \psi_{21}^- \\ &\quad - A_{12} (\sin \psi_{12}^+ + \sin \psi_{12}^-)] \} - \varepsilon \{ 2\alpha_1^{(1)} v_1 + 2v_1 [A_{11} \sin \psi_{11}^+ - 2n_2 a_{12} v_2 \sin \psi_{12}^- \\ &\quad + A_{12} (\sin \psi_{12}^+ + \sin \psi_{12}^-)] \} + \sqrt{\varepsilon^3} \{ (T_1^{(2)} - 2\alpha_1^{(2)}) + [(T_1^{(2)} - 2\alpha_1^{(2)}) \\ &\quad + k_1 \sin(\tau + \Delta_1)] - a_{12} [(T_2^{(2)} - 2n_2 \alpha_2^{(2)}) + k_2 \sin(n_2 \tau + \Delta_2) - A_{11} \sin \psi_{11}^+] \\ &\quad + a_{12} [-\sin \psi_{12}^- + A_{12} (\sin \psi_{12}^+ + \sin \psi_{12}^-)] + v_1^2 A_{11} \sin \psi_{11}^+ \\ &\quad + a_{12} v_2^2 [-\sin \psi_{12}^- + A_{12} (\sin \psi_{12}^+ + \sin \psi_{12}^-)] \} + \varepsilon^2 \dots \\ \dot{v}_2 &= \sqrt{\varepsilon} \{ (T_2^{(1)} - 2n_2 \alpha_2^{(1)}) - k_2 \sin(n_2 \tau + \Delta_2) + a_{21} [\sin \psi_{21}^- \\ &\quad - A_{21} (\sin \psi_{21}^+ + \sin \psi_{21}^-)] - A_{22} \sin \psi_{22}^+ \} - \varepsilon \{ 2\alpha_2^{(1)} v_2 + 2a_{21} v_1 [-\sin \psi_{21}^- \\ &\quad + A_{21} (\sin \psi_{21}^+ + \sin \psi_{21}^-)] + n_2 v_2 A_{22} \sin \psi_{22}^+ \} + \sqrt{\varepsilon^3} \{ (T_2^{(2)} + 2n_2 \alpha_2^{(2)}) \\ &\quad - a_{21} [(T_1^{(2)} - 2\alpha_1^{(2)}) + k_1 \sin(\tau + \Delta_1)] - [(T_2^{(2)} - 2n_2 \alpha_2^{(2)}) + k_2 \sin(n_2 \tau + \Delta_2)] \\ &\quad + a_{21} [-\sin \psi_{21}^- + A_{21} (\sin \psi_{21}^+ + \sin \psi_{21}^-)] + A_{22} \sin \psi_{22}^+ + a_{21} v_1^2 [-\sin \psi_{21}^- \\ &\quad + A_{21} (\sin \psi_{21}^+ + \sin \psi_{21}^-)] + v_2^2 A_{22} \sin \psi_{22}^+ \} + \varepsilon^2 \dots \end{aligned} \quad (6)$$

在式(6)关于 v_i 的表达式中,将 v_i 视为缓慢变化的项 Ω_i 与小振动项的叠加;改进关于 v_i 的第一近似解得:

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= \Delta_1, \quad \Delta_2 = \Delta_2, \\ v_1 &= \Omega_1 + \sqrt{\varepsilon} \{ k_1 \cos(\tau + \Delta_1) - \frac{1}{2} A_{11} \cos \psi_{11}^+ \\ &\quad + a_{12} n_2^2 \left[\frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{12}^- + A_{12} \left(-\frac{1}{1+n_2} \cos \psi_{12}^+ + \frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{12}^- \right) \right] \} \\ v_2 &= \Omega_2 + \sqrt{\varepsilon} \{ k_2 \cos(n_2 \tau + \Delta_2) - \frac{1}{2n_2} A_{22} n_2^2 \cos \psi_{22}^+ \\ &\quad + a_{21} \left[\frac{1}{n_2-1} \cos \psi_{21}^- + A_{21} \left(-\frac{1}{n_2+1} \cos \psi_{21}^+ + \frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{21}^- \right) \right] \} \end{aligned} \quad (7)$$

采取同样方法改进第二近似解:

$$\Delta_1 = \Delta_1, \Delta_2 = \Delta_2,$$

$$\begin{aligned} v_1 = & \Omega_1 + \sqrt{\varepsilon} \{k_1 \cos(\tau + \Delta_1) - \frac{1}{2} A_{11} \cos \psi_{11}^+ + a_{12} n_2^2 [\frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{12}^- \\ & + A_{12} (-\frac{1}{1+n_2} \cos \psi_{12}^+ + \frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{12}^-)]\} + \varepsilon \{-A_{11} \Omega_1 \cos \psi_{11}^+ \\ & + 2a_{12} n_2 \Omega_2 [\frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{12}^- + A_{12} (-\frac{1}{1+n_2} \cos \psi_{12}^+ + \frac{1}{n_2-1} \cos \psi_{12}^-)]\} \\ v_2 = & \Omega_2 + \sqrt{\varepsilon} \{k_2 \cos(n_2 \tau + \Delta_2) - \frac{1}{2n_2} A_{22} n_2^2 \cos \psi_{22}^+ + a_{21} [\frac{1}{n_2-1} \cos \psi_{21}^- \\ & + A_{21} (-\frac{1}{n_2+1} \cos \psi_{21}^+ + \frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{21}^-)]\} + \varepsilon \{2a_{21} \Omega_1 [\frac{1}{n_2-1} \cos \psi_{21}^- \\ & + A_{21} (-\frac{1}{n_2+1} \cos \psi_{21}^+ + \frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{21}^-)] - \Omega_2 A_{22} \cos \psi_{22}^+\} \end{aligned} \quad (8)$$

将式(8)代入式(6)等号的右边,并在 $\tau=0 \sim 2\pi$ 上积分后取平均值,在整个积分过程中 Ω_i 和 Δ_i 始终被作为固定值,最后整理得到 $\dot{\Omega}_i$ 的平均微分方程为:

$$\dot{\Delta}_i = \sqrt{\varepsilon} \Omega_i, \quad i=1,2$$

$$\begin{aligned} \dot{\Omega}_i = & \sqrt{\varepsilon} (T_i^{(1)} - 2n_i \alpha_i^{(1)}) - \varepsilon 2\alpha_i^{(1)} \Omega_i + \sqrt{\varepsilon^3} \{T_i^{(2)} - 2n_i \alpha_i^{(2)} + (T_i^{(1)} - 2n_i \alpha_i^{(1)})(1 + A_{ii}) \\ & + \frac{3}{2} \sum_{j=1}^2 a_{ij} k_i u_l (\sin \gamma_{ij} - A_{ij} \sin \gamma_{ij}) + \sum_{j=1}^2 a_{ij} \sum_{v=1}^2 a_{jv} n_v^2 u_d A_{jv} (\sin \eta_{jv} - A_{ij} \sin \eta_{jv})\} \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$n_i - 2n_j = 0, u_l = 1, \gamma_{ij} = -\Delta_i + 2\Delta_j; n_i - 2n_j \neq 0, u_l = 0.$$

$$n_i - 2n_j - n_v = 0, u_d = 1, \eta_{jv} = -\Delta_i + 2\Delta_j + \Delta_v; n_i - 2n_j - n_v \neq 0, u_d = 0.$$

通过 $\dot{\Delta}_i = 0, \dot{\Omega}_i = 0 (i=1,2)$ 求出稳定解;

步骤3,推导同步性和稳定性条件

(a) 二倍频同步及稳定条件

当 $n_1=1, n_2=2$ 时,激振器2的稳定转速是激振器1的二倍,系统实现二倍频同步,在式

(9)取关于 $\sqrt{\varepsilon^3}$ 的相关项,得到下列关系式:

$$\begin{aligned} \dot{\Delta}_1 = & \sqrt{\varepsilon} \Omega_1, \quad \dot{\Delta}_2 = \sqrt{\varepsilon} \Omega_2 \\ \dot{\Omega}_1 = & \sqrt{\varepsilon} (T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)}) - 2\varepsilon \alpha_1^{(1)} \Omega_1 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\dot{\Omega}_2 = \sqrt{\varepsilon} (T_2^{(1)} - 4\alpha_2^{(1)}) - 2\varepsilon \alpha_2^{(1)} \Omega_2 + \sqrt{\varepsilon^3} [T_2^{(2)} - 4\alpha_2^{(2)} - (3/2)a_{21} k_1 (A-1) \sin(2\Delta_1 - \Delta_2)]$$

当系统处于同步状态时,有如下表达式:

$$\dot{\Delta}_i = \dot{\Delta}_{i0} = 0, \quad \dot{\Omega}_i = \dot{\Omega}_{i0} = 0$$

$$T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)} = 0, \quad T_2^{(1)} - 4\alpha_2^{(1)} = 0 \quad (11)$$

得出系统在二倍频条件下的同步公式为:

$$\frac{3}{2}\sqrt{\varepsilon^3}a_{21}k_1(A-1)\sin(2\Delta_{10}-\Delta_{20})=0 \quad (12)$$

为了得到稳定时相位角 Δ_{i0} ,假设稳态时的微小扰动量是 δ_i 和 ξ_i :

$$\Delta_i = \Delta_{i0} + \delta_i, \quad \Omega_i = \Omega_{i0} + \xi_i, \quad i=1,2 \quad (13)$$

将式(13)代入到式(9)中得到系统的摄动方程式如下:

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_1 - \sqrt{\varepsilon}\xi_1 &= 0, \quad \dot{\delta}_2 - \sqrt{\varepsilon}\xi_2 = 0 \\ \dot{\xi}_1 + 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\xi_1 &= 0 \end{aligned} \quad (14)$$

$$\dot{\xi}_2 + 2\varepsilon\alpha_2^{(1)}\xi_2 + \frac{3}{2}\sqrt{\varepsilon^3}a_{21}k_1(A-1)(\delta_2 - 2\delta_1)\cos(2\Delta_{10}-\Delta_{20})=0$$

整理式(14)得到关于 δ_i ($i=1,2$)的方程式如下:

$$\begin{aligned} \ddot{\delta}_1 + 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\dot{\delta}_1 &= 0 \\ \ddot{\delta}_2 + 2\varepsilon\alpha_2^{(1)}\dot{\delta}_2 + \frac{3}{2}\varepsilon^2a_{21}k_1(A-1)\cos(2\Delta_{10}-\Delta_{20})\delta_2 &= 3\varepsilon^2a_{21}k_1(A-1)\delta_1\cos(2\Delta_{10}-\Delta_{20}) \end{aligned} \quad (15)$$

取特征值为 λ ,得到式(15)的特征方程为:

$$\begin{aligned} \lambda_1^2 + 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\lambda_1 &= 0 \\ \lambda_2^2 + 4\varepsilon\alpha_2^{(1)}\lambda_2 + \frac{3}{2}\varepsilon^2a_{21}k_1(A-1)\cos(2\Delta_{10}-\Delta_{20}) &= 0 \end{aligned} \quad (16)$$

应用Routh-Hurwitz判据,即方程的解 λ 具有负实部时,系统是稳定的;所以有:

$$2\varepsilon\alpha_1^{(1)} > 0, 4\varepsilon\alpha_2^{(1)} > 0, H_2\cos(2\Delta_{10}-\Delta_{20}) > 0 \quad (17)$$

其中

$$H_2 = \frac{3}{2}\varepsilon^2a_{21}k_1(A-1)$$

式(17)即为系统在二倍频同步状态下的稳定性条件; H_2 定义为系统二倍频同步稳定性指数;分两种情况:

(I) 如果 $A-1 > 0$,即: $Ml_0^2/(2J)-1=l_0^2/(2l_e^2)-1 > 0$; $\cos(2\Delta_{10}-\Delta_{20}) > 0$ 时稳定性判据满足,此时稳定相位关系 $2\Delta_{10}-\Delta_{20} \in (-\pi/2, \pi/2)$;

(II) 如果 $A-1 < 0$,即 $r_1 < \sqrt{2}$ 时, $H_2 < 0$,满足条件 $\cos(2\Delta_{10}-\Delta_{20}) < 0$,此时稳定相位关系为 $2\Delta_{10}-\Delta_{20} \in (-3\pi/2, -\pi/2)$;

(b) 三倍频同步及稳定条件

当 $n_1=1, n_2=3$ 时,激振器2的稳定转速是激振器1的三倍,系统实现三倍频同步;在式(9)取关于 $\sqrt{\varepsilon^3}$ 的项,得到下列关系式:

$$\begin{aligned} \dot{\Delta}_1 &= \sqrt{\varepsilon}\Omega_1, \quad \dot{\Delta}_2 = \sqrt{\varepsilon}\Omega_2 \\ \dot{\Omega}_1 &= \sqrt{\varepsilon}(T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)}) - 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\Omega_1 \\ \dot{\Omega}_2 &= \sqrt{\varepsilon}(T_2^{(1)} - 6\alpha_2^{(1)}) - 2\varepsilon\alpha_2^{(1)}\Omega_2 + \sqrt{\varepsilon^3}[T_2^{(2)} - 6\alpha_2^{(2)} - a_{21}A(A-1)\sin(3\Delta_1 - \Delta_2)] \end{aligned} \quad (18)$$

在式 (18) 中, 当系统处于稳定状态时, 得出系统三倍频同步条件公式为:

$$\sqrt{\varepsilon^3} a_{21} A(A-1) \sin(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) = 0 \quad (19)$$

为了寻求稳定相位角 Δ_{10} , 与二倍频同步分析方法一样, 设稳态时的微小扰动量是 δ_i 和 ξ_i 进而得到系统的摄动方程式如下:

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_1 - \sqrt{\varepsilon} \xi_1 &= 0, \quad \dot{\delta}_2 - \sqrt{\varepsilon} \xi_2 = 0 \\ \dot{\xi}_1 + 2\varepsilon\alpha_1^{(1)} \xi_1 &= 0 \end{aligned} \quad (20)$$

$$\dot{\xi}_2 + 2\varepsilon\alpha_2^{(1)} \xi_2 + \sqrt{\varepsilon^3} a_{21} A(A-1)(\delta_2 - 2\delta_1) \cos(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) = 0$$

引入特征值 λ , 得到式 (20) 的特征方程为:

$$\begin{aligned} \lambda_1^2 + 2\varepsilon\alpha_1^{(1)} \lambda_1 &= 0 \\ \lambda_2^2 + 6\varepsilon\alpha_2^{(1)} \lambda_2 + \varepsilon^2 a_{21} A(A-1) \cos(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) &= 0 \end{aligned} \quad (21)$$

应用Routh-Hurwitz判据得到的三倍频同步稳定性条件为:

$$2\varepsilon\alpha_1^{(1)} > 0, 6\varepsilon\alpha_2^{(1)} > 0, H_3 \cos(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) > 0 \quad (28)$$

其中

$$H_3 = \varepsilon^2 a_{21} A(A-1)$$

式中, H_3 定义为三倍频同步稳定性指数;

分为两种情况:

(I) $r_i > \sqrt{2}$ 时, $\cos(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) > 0$ 才能满足条件, 得到的稳定相位关系 $3\Delta_{10} - \Delta_{20} \in (-\pi/2, \pi/2)$;

(II) $r_i < \sqrt{2}$ 时, $\cos(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) < 0$, 此时稳定相位关系 $3\Delta_{10} - \Delta_{20} \in (-3\pi/2, -\pi/2)$ 。

双机双频自同步驱动双圆周运动轨迹振动筛参数确定方法

发明领域

[0001] 本发明属于振动筛分装置技术领域,涉及一种双机双频自同步驱动双圆周运动轨迹振动筛参数确定方法

背景技术

[0002] 振动筛作为一种在技术上已经成熟的筛分设备,广泛应用于砂石骨料行业,以及矿山,钢厂,食品,化工,石油,隧道工程等,实现对各类物料的分级。传统的振动筛多是以单频驱动的方式进行筛分,随着工业的发展,单频振动筛已经不能满足工业高效率、高产量的要求。其缺点如下:

[0003] 1.采用单频激振振动筛很容易产生筛堵或筛糊现象,而且整个筛网面的处理效果差异大,入料段的处理量大,但出料端比较小,导致筛分效率较低或筛分不均衡。

[0004] 2.传统的单频振动筛如果采取提高抛掷指数来提高筛分效率,会使整个振动筛的寿命降低,不利于工业生产中的使用。

[0005] 3.为了提高工作效率,现在工程上普遍采用概率筛分法和等厚度筛分法,但这些方法会导致振动筛结构复杂、体积大、加工成本高。

[0006] 所以,设计一种既能增加筛分效率且结构紧密的振动筛是十分必要的。本发明提出了一种双机双频自同步驱动双圆周运动轨迹振动筛及其参数确定方法。

发明内容

[0007] 以单质体上不同频率驱动的两个激振器为研究对象,首先建立动力学模型,应用Lagrange方程求出系统的运动微分方程。运用渐近法,讨论稳态时两激振器的相位关系,推出转速比分别为1:2和1:3同步运转实现的理论条件。提出稳定性条件,其结果符合Routh-Hurwith准则,得到稳态时两激振器的相位关系,并且定义了稳定性能力指数。数值上讨论了系统在同步状态下的稳定性能力,通过仿真以及试验,证明了数值分析和理论方法的正确性。本发明是通过以下技术方案来实现的:

[0008] 双机双频自同步驱动双圆周运动轨迹振动筛参数确定方法,其特征在于,该振动筛包括:两个激振器、质体、弹簧;弹簧对称分布连接于地基与主质体;激振器1和激振器2关于y轴对称分布于质体上并且每个激振器中各有一偏心转子,偏心转子由感应电动机驱动,分别绕着各自的旋转轴线中心旋转,两激振器旋转方向相同;上述的振动筛的参数确定方法,包括如下步骤:

[0009] 步骤1,建立动力学模型和系统运动微分方程

[0010] 如图1所示,设定 O_{xy} 为固定坐标,两个激振器的旋转中心分别为 o_1 和 o_2 ,其对应相位分别表示为 φ_1 和 φ_2 。整个系统有三个自由度,分为x,y方向的振动及绕质心的摆动 ψ 。

[0011] 选定x,y, ψ , φ_1 , φ_2 为广义坐标,基于Lagrange方程,系统的运动微分方程被推导如下:

$$M\ddot{x} + f_x\dot{x} + k_x x = \sum_{i=1}^2 m_i r_i (\dot{\varphi}_i^2 \sin \varphi_i - \ddot{\varphi}_i \cos \varphi_i)$$

$$M\ddot{y} + f_y\dot{y} + k_y y = -\sum_{i=1}^2 m_i r_i (\dot{\varphi}_i^2 \cos \varphi_i + \ddot{\varphi}_i \sin \varphi_i)$$

$$[0012] \quad J\ddot{\psi} + f_\psi\dot{\psi} + k_\psi\psi = -m_1 r l_0 (\dot{\varphi}_1^2 \cos \varphi_1 + \ddot{\varphi}_1 \sin \varphi_1) + m_2 r l_0 (\dot{\varphi}_2^2 \cos \varphi_2 + \ddot{\varphi}_2 \sin \varphi_2) \quad (1)$$

$$J_1 \ddot{\varphi}_1 + f_1 \dot{\varphi}_1 = T_{e1} - m_1 r (\ddot{y} \sin \varphi_1 + \dot{x} \cos \varphi_1 - l_0 \ddot{\psi} \sin \varphi_1 + l_0 \dot{\psi}^2 \cos \varphi_1 - g \sin \varphi_1)$$

$$J_2 \ddot{\varphi}_2 + f_2 \dot{\varphi}_2 = T_{e2} - m_2 r (\ddot{y} \sin \varphi_2 + \dot{x} \cos \varphi_2 + l_0 \ddot{\psi} \sin \varphi_2 - l_0 \dot{\psi}^2 \cos \varphi_2 - g \sin \varphi_2)$$

[0013] 其中

$$[0014] \quad M = m + m_1 + m_2, \quad f_\psi = \frac{1}{2}(f_x l_y^2 + f_y l_x^2), \quad k_\psi = \frac{1}{2}(k_x l_y^2 + k_y l_x^2),$$

$$[0015] \quad J = M l_e^2 = J_m + (m_1 + m_2) r^2 + (m_1 + m_2) l_0^2, \quad J_i = m_i r^2, \quad i = 1, 2.$$

[0016] 式中

[0017] M——系统总质量；

[0018] m——质体质量；

[0019] m_i ——激振器i的偏心块质量, $i = 1, 2$ ；

[0020] J——整个系统的转动惯量；

[0021] J_m ——质体m的转动惯量；

[0022] J_i ——激振器i的转动惯量, $i = 1, 2$ ；

[0023] l_0 ——激振器i回转轴心 o_i 至质体中心O的距离, $i = 1, 2$ ；

[0024] l_e ——系统当量回转半径；

[0025] r——激振器i的偏心距, $i = 1, 2$ ；

[0026] g——重力加速度；

[0027] f_i ——感应电机i的轴阻尼系数, $i = 1, 2$ ；

[0028] T_{ei} ——感应电机i的电磁输出转矩, $i = 1, 2$ ；

[0029] k_x, k_y, k_ψ ——系统在x, y和 ψ 方向上的弹簧刚度；

[0030] f_x, f_y, f_ψ ——系统在x, y和 ψ 方向上的阻尼系数；

[0031] $(\dot{\bullet})$ —— $d \bullet / dt$ ；

[0032] $(\ddot{\bullet})$ —— $d^2 \bullet / dt^2$ 。

[0033] 步骤2, 倍频同步理论分析

[0034] 因为本专利只研究远超共振条件下具有小阻尼的振动系统(激振器的运转频率远远高于系统的固有频率)中各激振器的运动特性,所以可以将式(1)中前三个表达式等号左边的第二项和第三项省略掉,进而得到 \ddot{x} , \ddot{y} 和 $\ddot{\psi}$ 的表达式并将其结果代入式(1)的后三个表达式中,得到关于每个激振器的角加速度 $\ddot{\varphi}_i$ ($i=1,2$)的近似表达式:

$$\begin{aligned}
[0035] \quad \ddot{\varphi}_1 &= \varepsilon \{ T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)} \dot{\varphi}_1 - k_1 \sin \varphi_1 + \ddot{\varphi}_1 + A_{11} [\dot{\varphi}_1^2 \sin(2\varphi_1) - \ddot{\varphi}_1 \cos(2\varphi_1) + \ddot{\varphi}_1] \\
&\quad + a_{12} \{ \dot{\varphi}_2^2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2) + \ddot{\varphi}_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \\
&\quad + A_{12} [\dot{\varphi}_2^2 \sin(\varphi_1 + \varphi_2) - \ddot{\varphi}_2^2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2) - \ddot{\varphi}_2 \cos(\varphi_1 + \varphi_2) - \ddot{\varphi}_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] \} \\
&\quad + \varepsilon^2 \{ (-2\alpha_1^{(2)} \dot{\varphi}_1 - T_1^{(2)}) \} + \varepsilon^3 \dots \\
[0036] \quad \ddot{\varphi}_2 &= \varepsilon \{ T_2^{(1)} - 2\alpha_2^{(1)} \dot{\varphi}_1 - k_2 \sin \varphi_2 + a_{21} \{ \dot{\varphi}_1^2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1) + \ddot{\varphi}_1 \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \\
&\quad + A_{21} [-\dot{\varphi}_1^2 \sin(\varphi_2 + \varphi_1) - \dot{\varphi}_1^2 \sin(\varphi_2 - \varphi_1) + \ddot{\varphi}_1 \cos(\varphi_2 + \varphi_1) - \ddot{\varphi}_1 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)] \} \\
&\quad + \ddot{\varphi}_2 + A_{22} [\dot{\varphi}_2^2 \sin(2\varphi_2) - \ddot{\varphi}_2 \cos(2\varphi_2) + \ddot{\varphi}_2] \\
&\quad + \varepsilon^2 \{ (-2\alpha_2^{(2)} \dot{\varphi}_1 - T_2^{(2)}) \} + \varepsilon^3 \dots
\end{aligned} \tag{2}$$

[0037] 其中

$$[0038] \quad \varepsilon = \frac{m_1}{M}, \quad k_i = \frac{J_1 m_i r_i M g}{J_i (m_i r_i)^2 \omega^2}, \quad a_{ij} = \frac{J_1 m_i r_i m_j r_j}{J_i (m_i r_i)^2}, \quad A_{ij} = \frac{M l_0^2}{2J},$$

$$[0039] \quad 2\varepsilon \alpha_i^{(1)} + 2\varepsilon^2 \alpha_i^{(2)} = \frac{f_i}{J_i \omega}, \quad \varepsilon T_i^{(1)} + \varepsilon^2 T_i^{(2)} = \frac{T_{ei}}{J_i \omega^2}, \quad i=1,2, \quad j=1,2$$

[0040] 式中, ε 是激振器1的偏心质量与系统总质量M的比值

[0041] 设定激振器的旋转相位如下

$$[0042] \quad \varphi_i = n_i \tau + \Delta_i, \quad i=1,2 \tag{3}$$

[0043] 式中 $\tau = \omega t$, $n_1 = 1$, 定义 Δ_i 为相对相位, 相比于激振器的相位变化, Δ_i 是系统在稳定运转过程中产生的缓慢变化的函数。

[0044] 将式(3)代入到式(2)中, 整理得到:

$$\begin{aligned}
[0045] \quad \ddot{\Delta}_1 &= \varepsilon \{ [T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)}(1 + \dot{\Delta}_1)] - k_1 \sin(\tau + \dot{\Delta}_1) + A_{11}(1 + \dot{\Delta}_1)^2 \sin \psi_{11}^+ - A_{11} \ddot{\Delta}_1 (1 - \cos \psi_{11}^+) \} \\
&\quad - a_{12} [\ddot{\Delta}_2 \cos \psi_{12}^- - (n + \dot{\Delta}_2)^2 \sin \psi_{12}^- + A_{12}(1 + \dot{\Delta}_2)^2 (\sin \psi_{12}^- + \sin \psi_{12}^+) \\
&\quad - A_{12} \ddot{\Delta}_2 (\cos \psi_{12}^- - \cos \psi_{12}^+)] \} + \varepsilon^2 \{ [T_1^{(2)} - 2\alpha_1^{(2)}(1 + \dot{\Delta}_1)] + \dots \} \\
[0046] \quad \ddot{\Delta}_2 &= \varepsilon \{ [T_2^{(1)} - 2\alpha_2^{(1)}(n + \dot{\Delta}_2)] - k_2 \sin(n\tau + \Theta_2) - a_{21} [\ddot{\Delta}_1 \cos \psi_{21}^- + (1 + \dot{\Delta}_1)^2 \sin \psi_{12}^- \\
&\quad + A_{21}(1 + \dot{\Delta}_1)^2 (\sin \psi_{21}^- + \sin \psi_{21}^+) - A_{21} \ddot{\Delta}_1 (\cos \psi_{21}^- - \cos \psi_{21}^+)] \\
&\quad - [-\ddot{\Delta}_2 + A_{22}(n + \dot{\Delta}_2)^2 \sin \psi_{22}^+ \\
&\quad - A_{22} \ddot{\Delta}_2 (1 - \cos \psi_{22}^+)] + \varepsilon^2 \{ [T_2^{(2)} - 2\alpha_2^{(2)}(n + \dot{\Delta}_2)] + \dots \}
\end{aligned} \tag{4}$$

[0047] 其中

$$[0048] \quad \psi_{11}^+ = -2\omega t - 2\Delta_1, \quad \psi_{12}^+ = \psi_{21}^+ = -(1+n_2)\omega t - \Delta_1 - \Delta_2 + \pi$$

$$[0049] \quad \psi_{22}^+ = -2n_2\omega t - 2\Delta_2, \quad \psi_{12}^- = -\psi_{21}^- = (n_2-1)\omega t - \Delta_1 + \Delta_2 + \pi$$

[0050] 基于渐近法, 需要将式(4)改写成Bogoliubov的标准形式, 设定

$$[0051] \quad \Delta_1 = \Delta_1, \quad \Delta_2 = \Delta_2, \quad \dot{\Delta}_1 = \sqrt{\varepsilon} v_1, \quad \dot{\Delta}_2 = \sqrt{\varepsilon} v_2 \tag{5}$$

[0052] 对式(5)中的 $\dot{\Delta}_1$ 和 $\dot{\Delta}_2$ 进行求导得 $\ddot{\Delta}_1$ 和 $\ddot{\Delta}_2$, 然后代入式(4)可得一阶联合微分方程, 其表达式如下:

$$\dot{\Delta}_1 = \sqrt{\varepsilon}v_1, \quad \dot{\Delta}_2 = \sqrt{\varepsilon}v_2$$

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 = & \sqrt{\varepsilon} \{ (T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)}) - k_1 \sin(\tau + \Delta_1) - A_{11} \sin \psi_{11}^+ + a_{12} n_2^2 [\sin \psi_{21}^- \\ & - A_{12} (\sin \psi_{12}^+ + \sin \psi_{12}^-)] \} - \varepsilon \{ 2\alpha_1^{(1)} v_1 + 2v_1 [A_{11} \sin \psi_{11}^+ - 2n_2 a_{12} v_2 \sin \psi_{12}^- \\ & + A_{12} (\sin \psi_{12}^+ + \sin \psi_{12}^-)] \} + \sqrt{\varepsilon^3} \{ (T_1^{(2)} - 2\alpha_1^{(2)}) + [(T_1^{(2)} - 2\alpha_1^{(2)}) \\ & + k_1 \sin(\tau + \Delta_1)] - a_{12} [(T_2^{(2)} - 2n_2 \alpha_2^{(2)}) + k_2 \sin(n_2 \tau + \Delta_2) - A_{11} \sin \psi_{11}^+] \\ & + a_{12} [-\sin \psi_{12}^- + A_{12} (\sin \psi_{12}^+ + \sin \psi_{12}^-)] + v_1^2 A_{11} \sin \psi_{11}^+ \\ & + a_{12} v_2^2 [-\sin \psi_{12}^- + A_{12} (\sin \psi_{12}^+ + \sin \psi_{12}^-)] \} + \varepsilon^2 \dots \end{aligned} \quad (6)$$

[0053]

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 = & \sqrt{\varepsilon} \{ (T_2^{(1)} - 2n_2 \alpha_2^{(1)}) - k_2 \sin(n_2 \tau + \Delta_2) + a_{21} [\sin \psi_{21}^- \\ & - A_{21} (\sin \psi_{21}^+ + \sin \psi_{21}^-)] - A_{22} \sin \psi_{22}^+ \} - \varepsilon \{ 2\alpha_2^{(1)} v_2 + 2a_{21} v_1 [-\sin \psi_{21}^- \\ & + A_{21} (\sin \psi_{21}^+ + \sin \psi_{21}^-)] + n_2 v_2 A_{22} \sin \psi_{22}^+ \} + \sqrt{\varepsilon^3} \{ (T_2^{(2)} + 2n_2 \alpha_2^{(2)}) \\ & - a_{21} [(T_1^{(2)} - 2\alpha_1^{(2)}) + k_1 \sin(\tau + \Delta_1)] - [(T_2^{(2)} - 2n_2 \alpha_2^{(2)}) + k_2 \sin(n_2 \tau + \Delta_2)] \\ & + a_{21} [-\sin \psi_{21}^- + A_{21} (\sin \psi_{21}^+ + \sin \psi_{21}^-)] + A_{22} \sin \psi_{22}^+ + a_{21} v_1^2 [-\sin \psi_{21}^- \\ & + A_{21} (\sin \psi_{21}^+ + \sin \psi_{21}^-)] + v_2^2 A_{22} \sin \psi_{22}^+ \} + \varepsilon^2 \dots \end{aligned}$$

[0054] 在式(6)关于 v_i 的表达式中,因为 \dot{v}_i 与小参数 $\sqrt{\varepsilon}$ 成比例,所以 v_i 是随时间缓慢变化的函数。基于平均法,可以将 v_i 视为缓慢变化的项 Ω_i 与小振动项的叠加。改进关于 v_i 的第一近似解得:

$$[0055] \quad \Delta_1 = \Delta_1, \quad \Delta_2 = \Delta_2,$$

$$\begin{aligned} v_1 = & \Omega_1 + \sqrt{\varepsilon} \{ k_1 \cos(\tau + \Delta_1) - \frac{1}{2} A_{11} \cos \psi_{11}^+ \\ & + a_{12} n_2^2 [\frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{12}^- + A_{12} (- \frac{1}{1+n_2} \cos \psi_{12}^+ + \frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{12}^-)] \} \end{aligned} \quad (7)$$

[0056]

$$\begin{aligned} v_2 = & \Omega_2 + \sqrt{\varepsilon} \{ k_2 \cos(n_2 \tau + \Delta_2) - \frac{1}{2n_2} A_{22} n_2^2 \cos \psi_{22}^+ \\ & + a_{21} [\frac{1}{n_2 - 1} \cos \psi_{21}^- + A_{21} (- \frac{1}{n_2 + 1} \cos \psi_{21}^+ + \frac{1}{1 - n_2} \cos \psi_{21}^-)] \} \end{aligned}$$

[0057] 采取同样方法改进第二近似解:

$$\Delta_1 = \Delta_1, \Delta_2 = \Delta_2,$$

$$\begin{aligned}
v_1 = & \Omega_1 + \sqrt{\varepsilon} \{ k_1 \cos(\tau + \Delta_1) - \frac{1}{2} A_{11} \cos \psi_{11}^+ + a_{12} n_2^2 [\frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{12}^- \\
& + A_{12} (- \frac{1}{1+n_2} \cos \psi_{12}^+ + \frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{12}^-)] \} + \varepsilon \{ - A_{11} \Omega_1 \cos \psi_{11}^+ \\
& + 2 a_{12} n_2 \Omega_2 [\frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{12}^- + A_{12} (- \frac{1}{1+n_2} \cos \psi_{12}^+ + \frac{1}{n_2-1} \cos \psi_{12}^-)] \} \\
v_2 = & \Omega_2 + \sqrt{\varepsilon} \{ k_2 \cos(n_2 \tau + \Delta_2) - \frac{1}{2 n_2} A_{22} n_2^2 \cos \psi_{22}^+ + a_{21} [\frac{1}{n_2-1} \cos \psi_{21}^- \\
& + A_{21} (- \frac{1}{n_2+1} \cos \psi_{21}^+ + \frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{21}^-)] \} + \varepsilon \{ 2 a_{21} \Omega_1 [\frac{1}{n_2-1} \cos \psi_{21}^- \\
& + A_{21} (- \frac{1}{n_2+1} \cos \psi_{21}^+ + \frac{1}{1-n_2} \cos \psi_{21}^-)] - \Omega_2 A_{22} \cos \psi_{22}^+ \}
\end{aligned} \tag{8}$$

[0058] [0059] 因为小振动项并不会对 v_i 的系统变化产生影响,基于平均法,可以用平滑变化的量 Ω_i 的平均值来表示 v_i ,从而省略微小的波动。将式(8)代入式(6)等号的右边,并在 $\tau=0 \sim 2\pi$ 上积分后取平均值,在整个积分过程中 Ω_i 和 Δ_i 始终被作为固定值,最后整理得到 $\dot{\Omega}_i$ 的平均微分方程为:

$$\begin{aligned}
\dot{\Omega}_i = & \sqrt{\varepsilon} \Omega_i, \quad i=1,2 \\
\dot{\Omega}_i = & \sqrt{\varepsilon} (T_i^{(1)} - 2 n_i \alpha_i^{(1)}) - \varepsilon 2 \alpha_i^{(1)} \Omega_i + \sqrt{\varepsilon^3} \{ T_i^{(2)} - 2 n_i \alpha_i^{(2)} + (T_i^{(1)} - 2 n_i \alpha_i^{(1)}) (1 + A_{ii}) \\
& + \frac{3}{2} \sum_{j=1}^2 a_{ij} k_{ij} u_j (\sin \gamma_{ij} - A_{ij} \sin \gamma_{ij}) + \sum_{j=1}^2 a_{ij} \sum_{v=1}^2 a_{jv} n_v^2 u_d A_{jv} (\sin \eta_{ijv} - A_{ij} \sin \eta_{ijv}) \}
\end{aligned} \tag{9}$$

[0062] 其中

$$[0063] \quad n_i - 2n_j = 0, u_1 = 1, \gamma_{ij} = -\Delta_i + 2\Delta_j; n_i - 2n_j \neq 0, u_1 = 0.$$

$$[0064] \quad n_i - 2n_j - n_v = 0, u_d = 1, \eta_{ijv} = -\Delta_i + 2\Delta_j + \Delta_v; n_i - 2n_j - n_v \neq 0, u_d = 0.$$

[0065] 通过 $\dot{\Delta}_i = 0, \dot{\Omega}_i = 0 (i=1, 2)$ 可以求出稳定解。由式(9)可知在 $n_1=1, n_2=2$ 的情况下, $\sqrt{\varepsilon^3}$ 的相关项中存在转速比为1:2的激振器间的同步相位关系表达式,在 $n_1=1, n_2=3$ 时,则可以推出转速比为1:3的激振器间的同步相位表达式。

[0066] 步骤3,推导同步性和稳定性条件

[0067] (a) 二倍频同步及稳定条件

[0068] 当 $n_1=1, n_2=2$ 时,激振器2的稳定转速是激振器1的二倍,系统可以实现二倍频同步,在式(9)取关于 $\sqrt{\varepsilon^3}$ 的相关项,可以得到下列关系式:

$$\dot{\Delta}_1 = \sqrt{\varepsilon}\Omega_1, \quad \dot{\Delta}_2 = \sqrt{\varepsilon}\Omega_2$$

$$[0069] \quad \dot{\Omega}_1 = \sqrt{\varepsilon}(T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)}) - 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\Omega_1 \quad (10)$$

$$\dot{\Omega}_2 = \sqrt{\varepsilon}(T_2^{(1)} - 4\alpha_2^{(1)}) - 2\varepsilon\alpha_2^{(1)}\Omega_2 + \sqrt{\varepsilon^3}[T_2^{(2)} - 4\alpha_2^{(2)} - (3/2)a_{21}k_1(A-1)\sin(2\Delta_1 - \Delta_2)]$$

[0070] 当系统处于同步状态时,有如下表达式:

$$[0071] \quad \dot{\Delta}_i = \dot{\Delta}_{i0} = 0, \quad \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{i0} = 0$$

$$[0072] \quad T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)} = 0, \quad T_2^{(1)} - 4\alpha_2^{(1)} = 0 \quad (11)$$

[0073] 可以得出系统在二倍频条件下的同步公式为:

$$[0074] \quad \frac{3}{2}\sqrt{\varepsilon^3}a_{21}k_1(A-1)\sin(2\Delta_{10} - \Delta_{20}) = 0 \quad (12)$$

[0075] 为了得到稳定时相位角 Δ_{i0} , 假设稳态时的微小扰动量是 δ_i 和 ξ_i :

$$[0076] \quad \Delta_i = \Delta_{i0} + \delta_i, \quad \Omega_i = \Omega_{i0} + \xi_i, \quad i=1, 2 \quad (13)$$

[0077] 将式(13)代入到式(9)中得到系统的摄动方程式如下:

$$\dot{\delta}_1 - \sqrt{\varepsilon}\xi_1 = 0, \quad \dot{\delta}_2 - \sqrt{\varepsilon}\xi_2 = 0$$

$$[0078] \quad \dot{\xi}_1 + 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\xi_1 = 0 \quad (14)$$

$$\dot{\xi}_2 + 2\varepsilon\alpha_2^{(1)}\xi_2 + \frac{3}{2}\sqrt{\varepsilon^3}a_{21}k_1(A-1)(\delta_2 - 2\delta_1)\cos(2\Delta_{10} - \Delta_{20}) = 0$$

[0079] 整理式(14)得到关于 δ_i ($i=1, 2$) 的方程式如下:

$$[0080] \quad \ddot{\delta}_1 + 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\dot{\delta}_1 = 0$$

$$[0081] \quad \ddot{\delta}_2 + 2\varepsilon\alpha_2^{(1)}\dot{\delta}_2 + \frac{3}{2}\varepsilon^2a_{21}k_1(A-1)\cos(2\Delta_{10} - \Delta_{20})\delta_2 = 3\varepsilon^2a_{21}k_1(A-1)\delta_1\cos(2\Delta_{10} - \Delta_{20}) \quad (15)$$

[0082] 取特征值为 λ , 得到式(15)的特征方程为:

$$[0083] \quad \lambda_1^2 + 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\lambda_1 = 0$$

$$[0084] \quad \lambda_2^2 + 4\varepsilon\alpha_2^{(1)}\lambda_2 + \frac{3}{2}\varepsilon^2a_{21}k_1(A-1)\cos(2\Delta_{10} - \Delta_{20}) = 0 \quad (16)$$

[0085] 应用Routh-Hurwitz判据, 即方程的解 λ 具有负实部时, 系统是稳定的。所以有:

$$[0086] \quad 2\varepsilon\alpha_1^{(1)} > 0, \quad 4\varepsilon\alpha_2^{(1)} > 0, \quad H_2 \cos(2\Delta_{10} - \Delta_{20}) > 0 \quad (17)$$

[0087] 其中

$$[0088] \quad H_2 = \frac{3}{2}\varepsilon^2a_{21}k_1(A-1)$$

[0089] 式(17)即为系统在二倍频同步状态下的稳定性条件。 H_2 被定义为系统二倍频同步稳定性指数。

[0090] 在式(17)中 $\varepsilon, \alpha_1^{(1)}, \alpha_2^{(1)}, a_{21}, k_1$ 均大于0, 因此分两种情况进行讨论:

[0091] (I) 如果 $A-1 > 0$, 即: $Ml_0^2 / (2J) - 1 = l_0^2 / (2l_e^2) - 1 > 0$ 。为了便于分析, 引入一个无量

纲参数 $r_1 = 1_0/1_e$, 因此有 $r_1 > \sqrt{2}$ 时, $H_2 > 0$, 此时需要 $\cos(2\Delta_{10} - \Delta_{20}) > 0$ 时稳定性判据才能满足, 此时稳定相位关系 $2\Delta_{10} - \Delta_{20} \in (-\pi/2, \pi/2)$ 。

[0092] (II) 如果 $A-1 < 0$, 即 $r_1 < \sqrt{2}$ 时, $H_2 < 0$, 需要满足条件 $\cos(2\Delta_{10} - \Delta_{20}) < 0$, 此时稳定相位关系为 $2\Delta_{10} - \Delta_{20} \in (-3\pi/2, -\pi/2)$ 。

[0093] (b) 三倍频同步及稳定条件

[0094] 当 $n_1 = 1, n_2 = 3$ 时, 激振器2的稳定转速是激振器1的三倍, 系统可以实现三倍频同步。在式(9)取关于 $\sqrt{\varepsilon^3}$ 的项, 可以得到下列关系式:

$$\dot{\Delta}_1 = \sqrt{\varepsilon}\Omega_1, \quad \dot{\Delta}_2 = \sqrt{\varepsilon}\Omega_2$$

$$[0095] \quad \dot{\Omega}_1 = \sqrt{\varepsilon}(T_1^{(1)} - 2\alpha_1^{(1)}) - 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\Omega_1 \quad (18)$$

$$\dot{\Omega}_2 = \sqrt{\varepsilon}(T_2^{(1)} - 6\alpha_2^{(1)}) - 2\varepsilon\alpha_2^{(1)}\Omega_2 + \sqrt{\varepsilon^3}[T_2^{(2)} - 6\alpha_2^{(2)} - a_{21}A(A-1)\sin(3\Delta_1 - \Delta_2)]$$

[0096] 在式(18)中, 当系统处于稳定状态时, 可以得出系统三倍频同步条件公式为:

$$[0097] \quad \sqrt{\varepsilon^3}a_{21}A(A-1)\sin(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) = 0 \quad (19)$$

[0098] 为了寻求稳定相位角 Δ_{10} , 与二倍频同步分析方法一样, 设稳态时的微小扰动量是 δ_1 和 ξ_1 进而得到系统的摄动方程式如下:

$$\dot{\delta}_1 - \sqrt{\varepsilon}\xi_1 = 0, \quad \dot{\delta}_2 - \sqrt{\varepsilon}\xi_2 = 0$$

$$[0099] \quad \dot{\xi}_1 + 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\xi_1 = 0 \quad (20)$$

$$\dot{\xi}_2 + 2\varepsilon\alpha_2^{(1)}\xi_2 + \sqrt{\varepsilon^3}a_{21}A(A-1)(\delta_2 - 2\delta_1)\cos(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) = 0$$

[0100] 引入特征值 λ , 得到式(20)的特征方程为:

$$[0101] \quad \lambda_1^2 + 2\varepsilon\alpha_1^{(1)}\lambda_1 = 0$$

$$[0102] \quad \lambda_2^2 + 6\varepsilon\alpha_2^{(1)}\lambda_2 + \varepsilon^2a_{21}A(A-1)\cos(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) = 0 \quad (21)$$

[0103] 应用Routh-Hurwitz判据得到的三倍频同步稳定性条件为::

$$[0104] \quad 2\varepsilon\alpha_1^{(1)} > 0, 6\varepsilon\alpha_2^{(1)} > 0, H_3\cos(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) > 0 \quad (28)$$

[0105] 其中

$$[0106] \quad H_3 = \varepsilon^2a_{21}A(A-1)$$

[0107] 式中, H_3 被定义为三倍频同步稳定性指数。

[0108] 引入无量纲参数 r_1 , 因为 $A > 0$, 同样可以分为两种情况讨论:

[0109] (I) $r_1 > \sqrt{2}$ 时, 有 $A-1 > 0$, 即 $H_3 > 0$, 此时需要 $\cos(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) > 0$ 才能满足条件, 得到的稳定相位关系 $3\Delta_{10} - \Delta_{20} \in (-\pi/2, \pi/2)$ 。

[0110] (II) $r_1 < \sqrt{2}$ 时, $A-1 < 0$, 即 $H_3 < 0$, 需要 $\cos(3\Delta_{10} - \Delta_{20}) < 0$, 此时稳定相位关系 $3\Delta_{10} - \Delta_{20} \in (-3\pi/2, -\pi/2)$ 。

[0111] 本发明的有益效果：

[0112] (1) 工程上,采用双机同向二倍频自同步驱动,当两激振器大距离安装时,实现机体的双频双圆周轨迹运动；

[0113] (2) 筛机双频双圆周轨迹运动,能够有效提高筛机的处理量和筛分效率,且能筛分水分高的黏湿性物料；

[0114] (3) 常规筛机都是单频率驱动,而本发明实现双频双圆周轨迹驱动,筛机在筛上输送量及筛下筛分效率都会显著提高。

附图说明

[0115] 图1为系统动力学模型图。

[0116] 图中:1.弹簧;2.激振器1;3.质体;4.激振器2。

[0117] 图中各参数含义：

[0118] O ——整个系统的中心

[0119] O_1 ——激振器1旋转中心；

[0120] O_2 ——激振器2旋转中心；

[0121] φ_1 ——激振器1旋转相位角；

[0122] φ_2 ——激振器2旋转相位角；

[0123] m_1 ——激振器1质量；

[0124] m_2 ——激振器2质量；

[0125] r ——激振器 i ($i=1,2$) 偏心距；

[0126] k_x —— x 方向上弹簧刚度系数；

[0127] k_y —— y 方向上弹簧刚度系数；

[0128] l_0 ——激振器旋转中心与系统中心的距离；

[0129] 图2为 r_1 与 r_m 关系曲线

[0130] 图3为稳定性指数随 r_1 的变化曲线；

[0131] (a) $\eta=0.5$ ；

[0132] (b) $\eta=1.0$ 。

[0133] 图4为 $r_1=0.8$ 条件下,二倍频同步的仿真结果图；

[0134] (a) 电机转速；

[0135] (b) 激振器1和2的相位差

[0136] (c) x 方向位移；

[0137] (d) y 方向位移；

[0138] (e) 摆动角；

[0139] (f) 质体的运动轨迹。

[0140] 图5为 $r_1=1.9$ 条件下,二倍频同步的仿真结果图；

[0141] (a) 电机转速；

[0142] (b) 激振器1和2的相位差

[0143] (c) x 方向位移；

[0144] (d) y 方向位移；

- [0145] (e) 摆动角；
- [0146] (f) 质体的运动轨迹。
- [0147] 图6为 $r_1=0.8$ 条件下,三倍频同步的仿真结果图；
- [0148] (a) 电机转速；
- [0149] (b) 激振器1和2的相位差
- [0150] (c) x方向位移；
- [0151] (d) y方向位移；
- [0152] (e) 摆动角；
- [0153] (f) 质体的运动轨迹。
- [0154] 图7为 $r_1=1.9$ 条件下,三倍频同步的仿真结果图；
- [0155] (a) 电机转速；
- [0156] (b) 激振器1和2的相位差
- [0157] (c) x方向位移；
- [0158] (d) y方向位移；
- [0159] (e) 摆动角；
- [0160] (f) 质体的运动轨迹。
- [0161] 图8为 $r_1=0.92$,振动试验台图；
- [0162] 图9为 $r_1=0.92$ 条件下,二倍频同步的试验结果图；
- [0163] (a) 电机转速；
- [0164] (b) 激振器1和2的相位差
- [0165] (c) x方向位移；
- [0166] (d) y方向位移；
- [0167] (e) 摆动角；
- [0168] (f) 质体的运动轨迹。
- [0169] 图10为 $r_1=1.87$,振动试验台图；
- [0170] 图11为 $r_1=1.87$ 条件下,二倍频同步的试验结果图；
- [0171] (a) 电机转速；
- [0172] (b) 激振器1和2的相位差
- [0173] (c) x方向位移；
- [0174] (d) y方向位移；
- [0175] (e) 摆动角；
- [0176] (f) 质体的运动轨迹。

具体实施方案

[0177] 实施例1:

[0178] 为了进一步分析系统特性,对其进行数值分析。

[0179] 假定振动系统的参数:系统参数设定如下: $m=1500\text{kg}$, $m_1=15\text{kg}$, $m_2=\eta m_1$, $J=1060\text{kg}\cdot\text{m}^2$, $k_x=k_y=180\text{kN/m}$, $k_\psi=120\text{kN/rad}$, $f_x=f_y=3.27\text{kN}\cdot\text{s/m}$, $f_\psi=3.20\text{kN}\cdot\text{s/rad}$, $r=0.15\text{m}$ 。根据上述参数,可以得到系统固有频率为: $\omega_x=\omega_y=10.85\text{rad/s}$, $\omega_\psi=$

10.63rad/s。电机类型:三相鼠笼式,50Hz,380V,6-pole,0.75kW,额定转速980r/min。

[0180] 考虑到激振器的稳定相位差与激振器间距离有关,根据无量纲参数 r_1 与质量参数 r_m 和 η 之间的关系式:

$$[0181] \quad r_{l\max} = \lim_{l_0 \rightarrow \infty} r_l = \sqrt{\frac{1+(1+\eta)r_m}{(1+\eta)r_m}}, \quad r_m = m_0 / M, \quad \eta = m_2 / m_1 \quad (29)$$

[0182] 为了更好地分析系统的同步稳定性能力,把相关参数代入式(17)和式(28)的二倍频同步稳定性指数 H_2 和三倍频同步稳定性指数 H_3 中,得到稳定性指数随无量纲参数 r_1 的变化曲线如图3所示。可以看到二倍频同步稳定性指数 H_2 和三倍频同步稳定性指数 H_3 均随着 r_1 的增大而增大,且 H_3 的增长趋势较 H_2 更快,但在 $r_1 = \sqrt{2}$ 时 H_2 和 H_3 均等于0。根据图3的放大图,显而易见,当 $r_1 < \sqrt{2}$,即在区域I时,稳定性指数 H_2 和 H_3 都小于0,二倍频和三倍频稳定相位差的取值范围均为 $-3\pi/2 \sim -\pi/2$; $r_1 > \sqrt{2}$ (区域II)时,稳定性指数都大于0,稳定相位差值的范围为 $-\pi/2 \sim \pi/2$ 。因此接下来的仿真及试验将分近距离安装和远距离安装两种情况进行讨论。

[0183] 实施例2:

[0184] 为了更好地描述两个激振器在倍频同步条件下的动力学特性,可以应用Runge-Kutta程序对系统运动微分方程进行仿真。振动系统参数和电机参数在上一小节已给出。根据数值分析当中的结果,需要分 $r_1 = 0.8$ ($r_1 < \sqrt{2}$)和 $r_1 = 1.9$ ($r_1 > \sqrt{2}$)两种情况进行讨论。

[0185] (a) $r_1 = 0.8$ 条件下,二倍频同步的仿真结果图

[0186] 图4为同向回转两激振器安装间距较小情况下的仿真结果,这里选取两个激振器的偏心转子质量相同。如图4(a)所示,电机1和2型号相同,电机2的工作频率为电机1的二倍,所以稳定状态时电机2的转速为电机1的二倍,得到的相位差如图4(b)所示,可知激振器1和2的稳定相位差 $2\varphi_1 - \varphi_2 \approx -180^\circ$ 。同时在 $t = 20\text{s}$ 时给激振器2加一个 $\pi/3$ 相位的干扰,两激振器间相位差值在干扰后不久迅速回到原来稳定状态,表明该系统的运动状态是稳定的。图4(c)(d)(e)分别表示质体在 x , y 和 ϕ 方向的位移曲线,可看出在大约3s后系统的振动状态达到稳定。根据放大图可以清晰地看到稳态时质体在 x , y 和 ϕ 方向的运动形式, x 方向上有较为明显的冲击波,表明倍频同步能增大质体的位移,这正是工程中所需要的,可以更好地应用到新型振动筛的设计中。其稳态时的运动轨迹图如图4(f)所示,其轨迹形状可近似看作内“8”字形。

[0187] (b) $r_1 = 1.9$ 条件下,二倍频同步的仿真结果图

[0188] 改变两激振器间距离,得到两激振器在安装间距较大情况下的仿真结果,如图5所示。两电机转速不变,相位差值为 $2\varphi_1 - \varphi_2 \approx 0^\circ$ 。同样在20s时给电机2一个 $\pi/3$ 相位的干扰,相位差在一个微小的波动后迅速回到原来的稳定状态,说明干扰不影响系统的稳定性。质体在 x , y 和 ϕ 方向的位移曲线图分别如图5(c)(d)(e)所示,可看出大约3s后振幅达到稳定,其运动过程可通过位移放大图得到。对比图4中稳定状态下的位移图,可以看出其运动轨迹形状为内“8”字形,说明激振器间的距离不会改变运动轨迹的整体形状,但在 x , y 和 ϕ 方向的运动形式会发生变化。而激振器间距离不同,得到的稳定相位差值不同,这表明相位差的大

小影响质体振动的位置。

[0189] (c) $r_1=0.8$ 条件下,三倍频同步的仿真结果图

[0190] 选择两个偏心质量相同的激振器,改变两个激振器的工作频率分别为16Hz和48Hz,得到的电机转速图如图6(a)所示,可看出稳定运转时电机1的转速约为320r/min,电机2的转速约为960r/min,系统实现三倍频同步。图6为同向回转两激振器安装间距较小情况下仿真结果,得到的相位关系如图6(b)所示,可知激振器1和2的稳定相位关系 $3\varphi_1 - \varphi_2 \approx -180^\circ$ 。同时在 $t=20\text{s}$ 时给激振器2加一个 $\pi/3$ 的干扰,两激振器间相位差值在干扰后不久又迅速回到原来稳定状态,说明该系统运动状态是稳定的。图6(c)(d)(e)分别表示质体在 x,y 和 ψ 方向的位移曲线,可看出在大约3s后系统振动达到稳定。根据放大图可以清晰地看到稳态时质体在 x,y 和 ψ 方向的运动形式,其稳态时的运动轨迹如图6(f)所示,可清晰地看出其平面运动轨迹形状。

[0191] (d) $r_1=1.9$ 条件下,三倍频同步的仿真结果图

[0192] 改变两激振器间距离,得到两激振器在安装间距较大情况下的仿真结果,如图7所示。两电机转速不变,相位差值稳定在0度左右。同样在20s时给电机2一个 $\pi/3$ 相位的干扰,相位差在一个微小的波动后又迅速回到原来的稳定状态,说明干扰不影响系统的稳定性。质体在 x,y 和 ψ 方向的位移曲线图分别如图7(c)(d)(e)所示,可看出在大约3s后振幅达到稳定,其运动过程可通过位移放大图得到。对比图6中稳定状态下的位移图,可以看出激振器间距离的大小不会改变运动轨迹的整体形状,但在 x,y 和 ψ 方向的具体运动形式会发生变化。而激振器间距离不同,得到的稳定相位差值不同,表明相位差的大小影响质体的运动位置。

[0193] 实施例3:

[0194] 为了进一步验证理论推导结果和数值分析结果的有效性,设计了相应的试验来进行对比研究。

[0195] (a) $r_1=0.92$ 条件下,二倍频同步的试验结果

[0196] 图8为 $r_1=0.92$ 条件下振动试验台图,试验开始前,可以通过变频器控制各电机的供电频率进而得到不同的频率比,感应电机的工作频率分别被设定为25Hz和50Hz,系统在二倍频条件下运转。测试系统参数如下: $m=330\text{kg}$, $m_0=6\text{kg}$, $J=44.5\text{kg}\cdot\text{m}^2$, $k_x=k_y=102.3\text{kN/m}$, $k_\psi=20.65\text{kN/m}$, $f_x=f_y=0.27\text{kN}\cdot\text{s/m}$, $f_\psi=0.22\text{kN}\cdot\text{s/m}$, $f_1=f_2=0.002$, $r=0.05\text{m}$, $\omega_x=\omega_y=17.2\text{rad/s}$ 。试验选取的两个振动电机的型号是完全相同的,具体电机参数同实施例1。

[0197] 图9为 $r_1=0.92$ 条件下,二倍频同步的试验结果图,可以看出在电机开始启动的几秒内,两个激振器的转动惯量几乎相同,因此其转速接近相等。随后运转频率经过共振区会引起共振响应,此时振幅达到最大。一段时间后,电机会产生耦合力矩,通过调节相位差来使各电机的负载扭矩达到同步,从而使电机转速快速稳定下来,两激振器实现同步并稳定运转。在大约40s后,两电机的相位差达到稳定状态,其稳定值约为 -183° ,与图4(b)基本一致。图9(c)(d)(e)分别表示系统在 x,y 和 ψ 方向的位移曲线图,由放大图可知质体在稳定状态下的运动形式,与图4的位移响应图基本相似。图9(f)为稳态时的平面运动轨迹图,和图4(f)相比,稍微有点误差,这可能是试验测得的相位差与仿真相位差有些偏差,使得试验的轨迹与仿真略有不同。

[0198] (b) $r_1=1.87$ 条件下,二倍频同步的试验结果

[0199] 激振器间距较大的试验台如图10所示,两台振动电机同向回转且型号一样,系统参数为: $m=391\text{kg}$, $m_0=6\text{kg}$, $l_0=0.76\text{m}$, $k_x=k_y=254.01\text{kN/m}$, $f_x=f_y=0.25$, $r=0.05\text{m}$, $f_1=f_2=0.002$,此时 $r_1=1.87>\sqrt{2}$ 。系统的固有频率可求得: $\omega_x=\omega_y=25.11\text{rad/s}$ 。类似于双机近距离安装试验,同样通过变频器控制电机1和电机2分别在25Hz和50Hz条件下工作,得到的试验结果如图11所示。图11(a)为电机转速图,因为电机激振力比较大,电机启动较慢,稳定时电机2的转速约为电机1的二倍。大约30s后,系统达到稳定状态,此时激振器1和2的相位关系 $2\varphi_1-\varphi_2\approx-10.7^\circ\sim-10.0^\circ$,与图5(b)的稳定相位关系基本相似。质体在x和y方向的位移响应曲线分别如图11(c)(d)所示,对比仿真结果图5(c)(d),可看出在x和y方向的具体运动形式是相似的,但数值有些偏差,这是由于仿真参数和试验参数不同。另外,此试验台无法测摆动,根据仿真结果可知系统摆动角很小,可忽略,因此摆动位移图就不给出了。质体在稳态时的平面运动轨迹如图11(e)所示,对比图5的仿真运动轨迹,形状相似,但位置有些偏差,这主要是由于试验所测得相位有偏差导致的。

[0200] 综上所述,当大距离安装时,2倍频同步的相位差为0,此时的质心轨迹为内8字轨迹,即:轨迹为双圆周轨迹,可以应用于工程实际当中。

[0201] 实施例4:

[0202] 下面是利用本发明的其中一款振动泥浆脱水筛的示例数据参数。本发明并不限于此设计参数。

[0203] 质体质量 $m=1500\text{kg}$,激振器偏心块质量 $m_1=10\text{kg}$,激振器回转半径 $r=0.15\text{m}$,质体与地基间的弹簧刚度 $k_x=k_y=180\text{kN/m}$, $k_\psi=120\text{kN/m}$,电机1的转速为498r/min,电机2的转速为996r/min,系统实现二倍频同步运转,并且此时工作在远超共振条件下,满足稳定性要求,而且激振器1和2的稳定相位差为0,其运动轨迹为内“8”字型双圆周运动,能够有效提高筛机的处理量和筛分效率。选取三个电机型号一致,三相鼠笼式(型号VB-1082-W,380V,50Hz,6-极, Δ -连接,0.75kw,转速980r/min)。

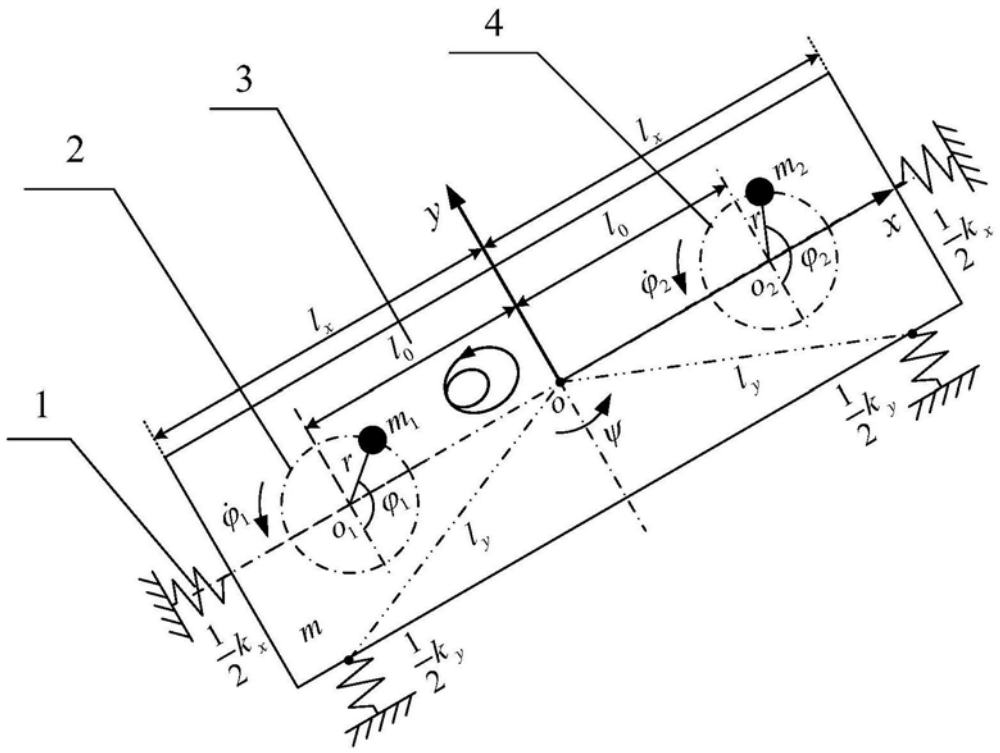


图1

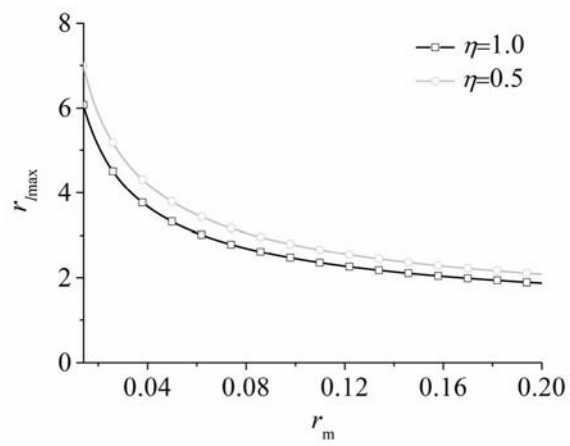


图2

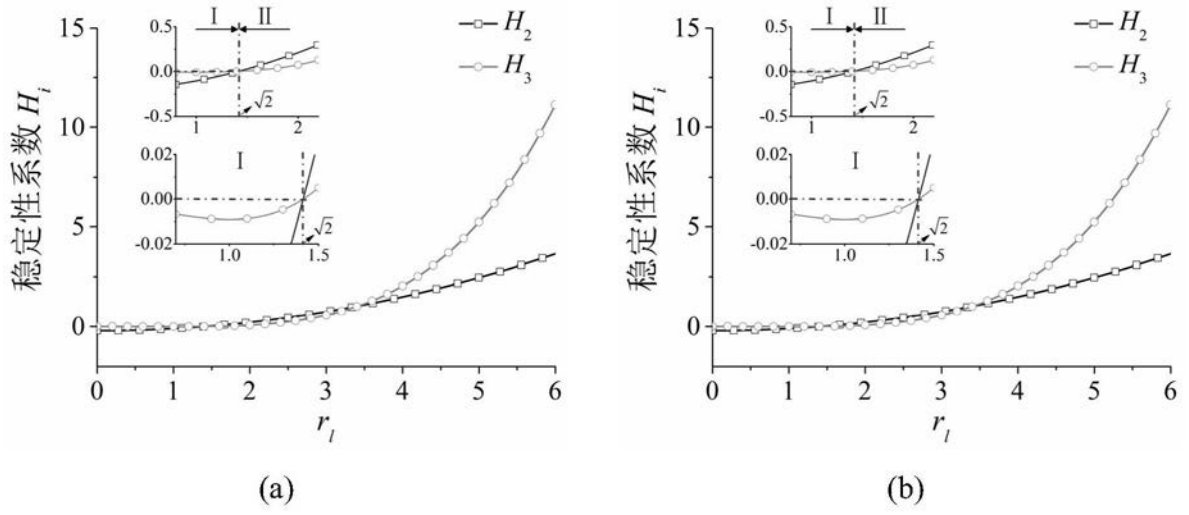
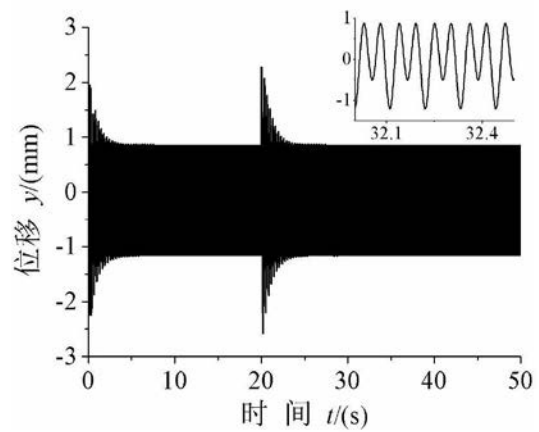
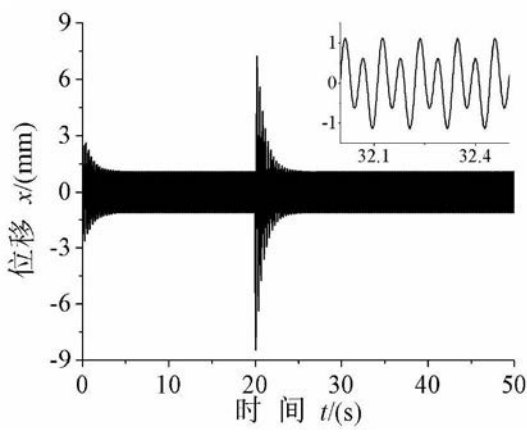
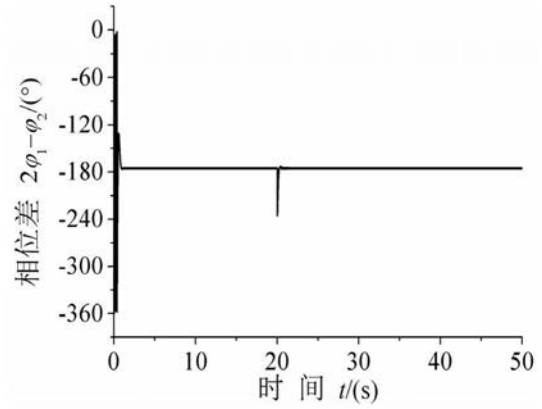
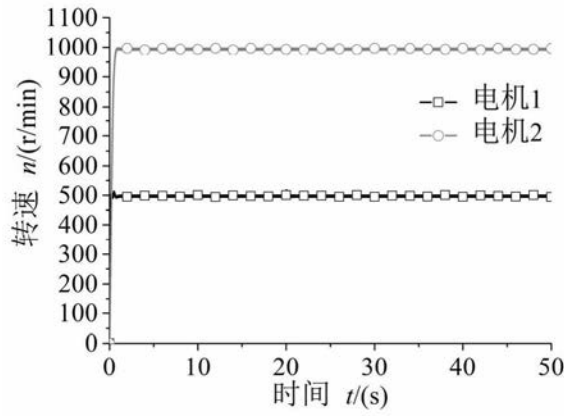


图3



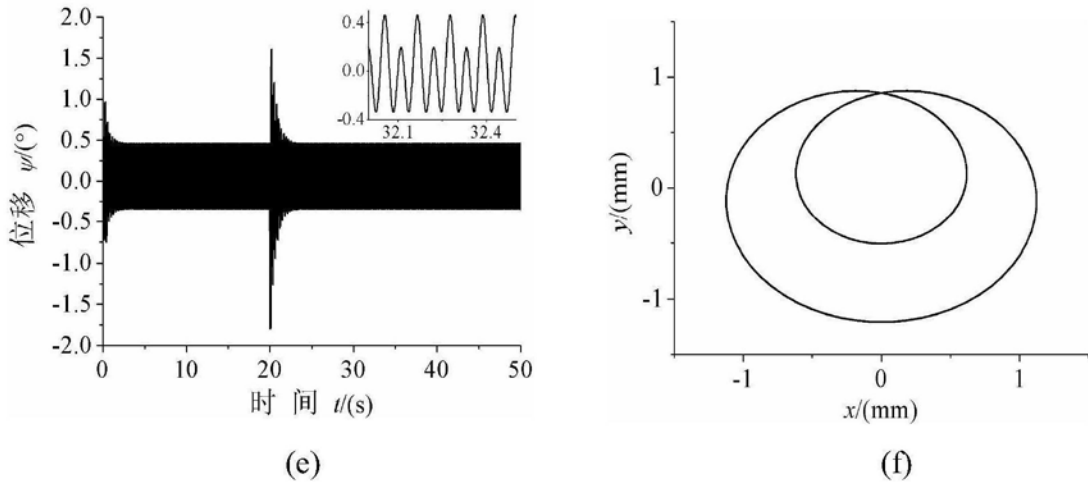
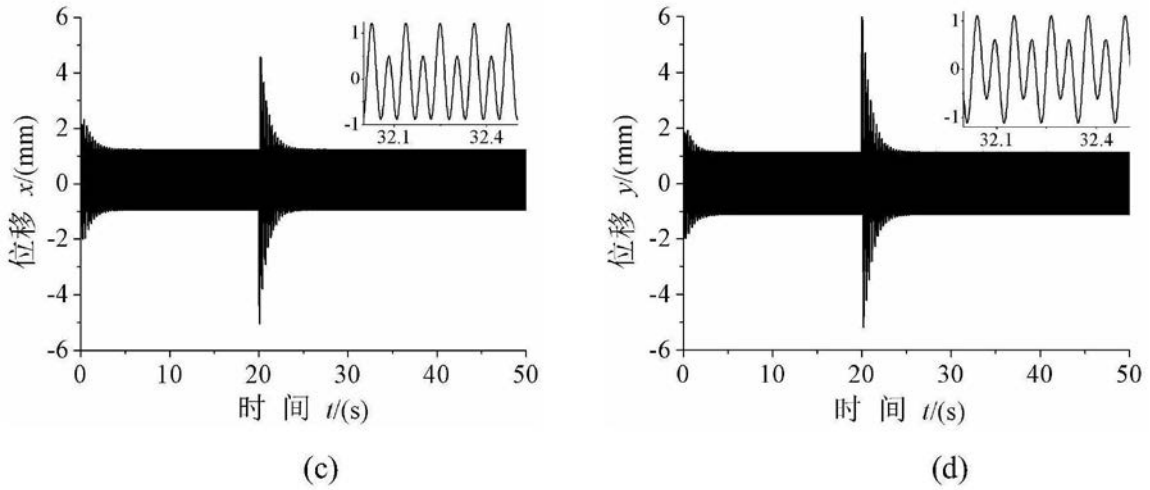
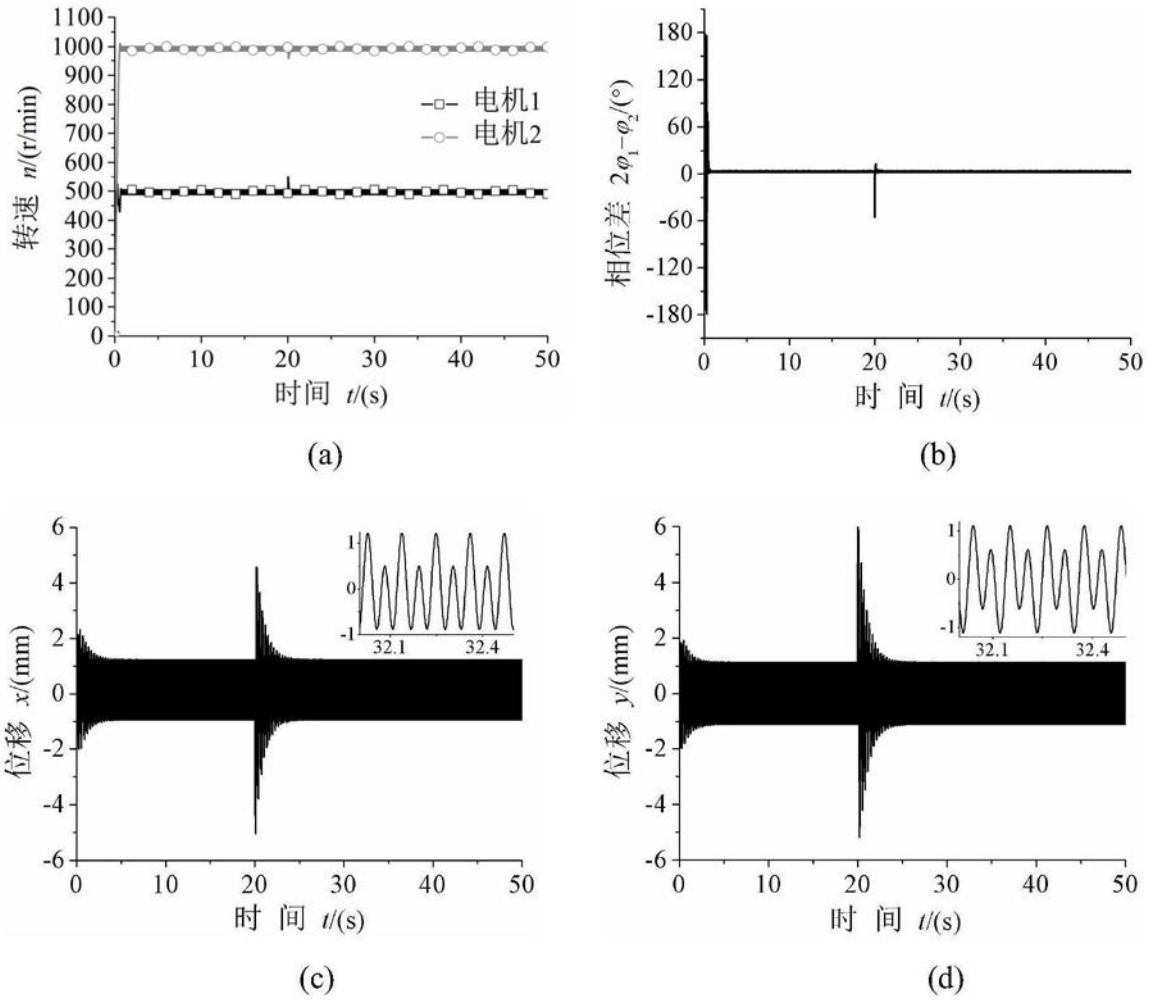
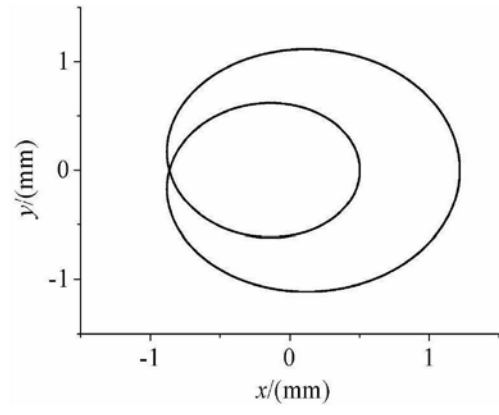
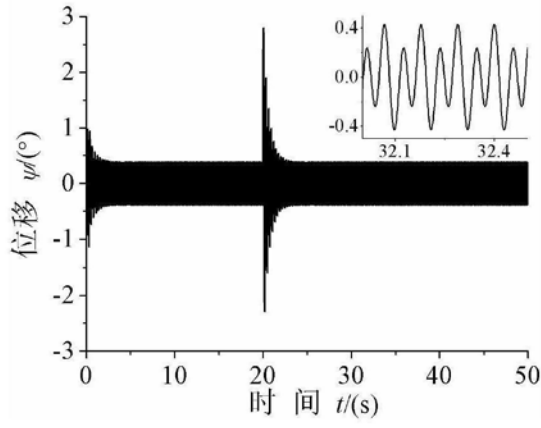


图4

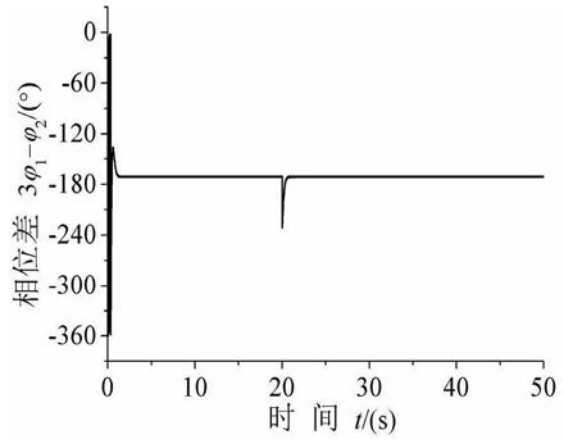
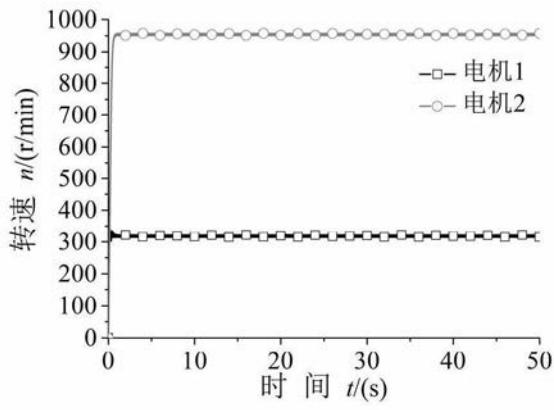




(e)

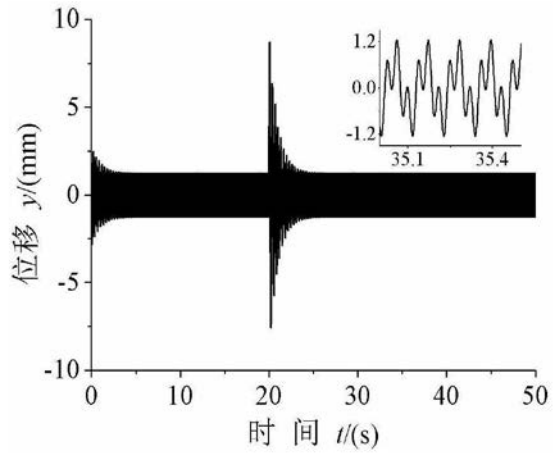
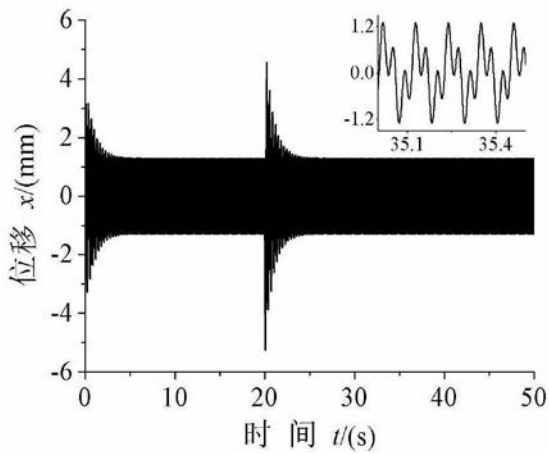
(f)

图5



(a)

(b)



(c)

(d)

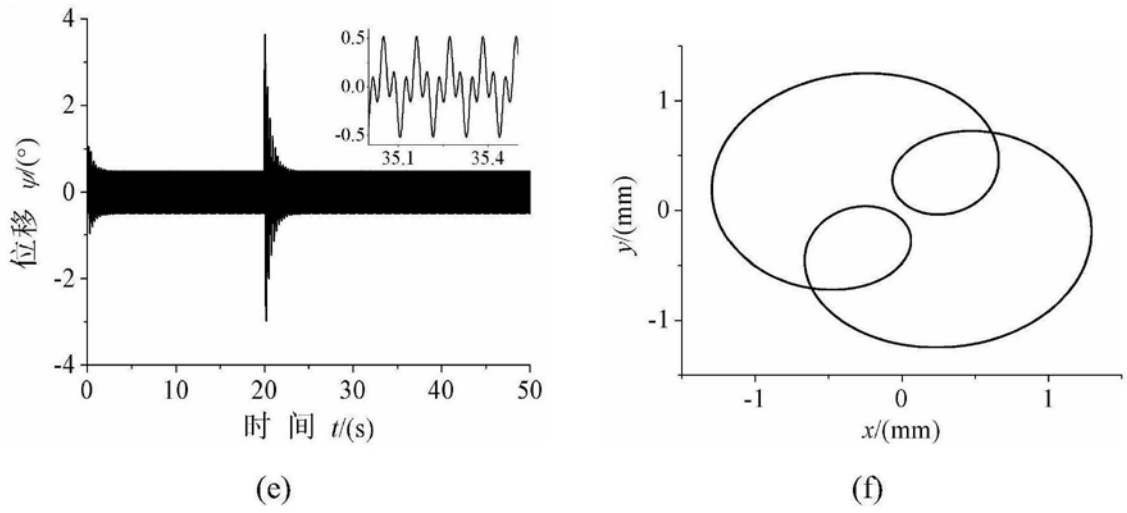
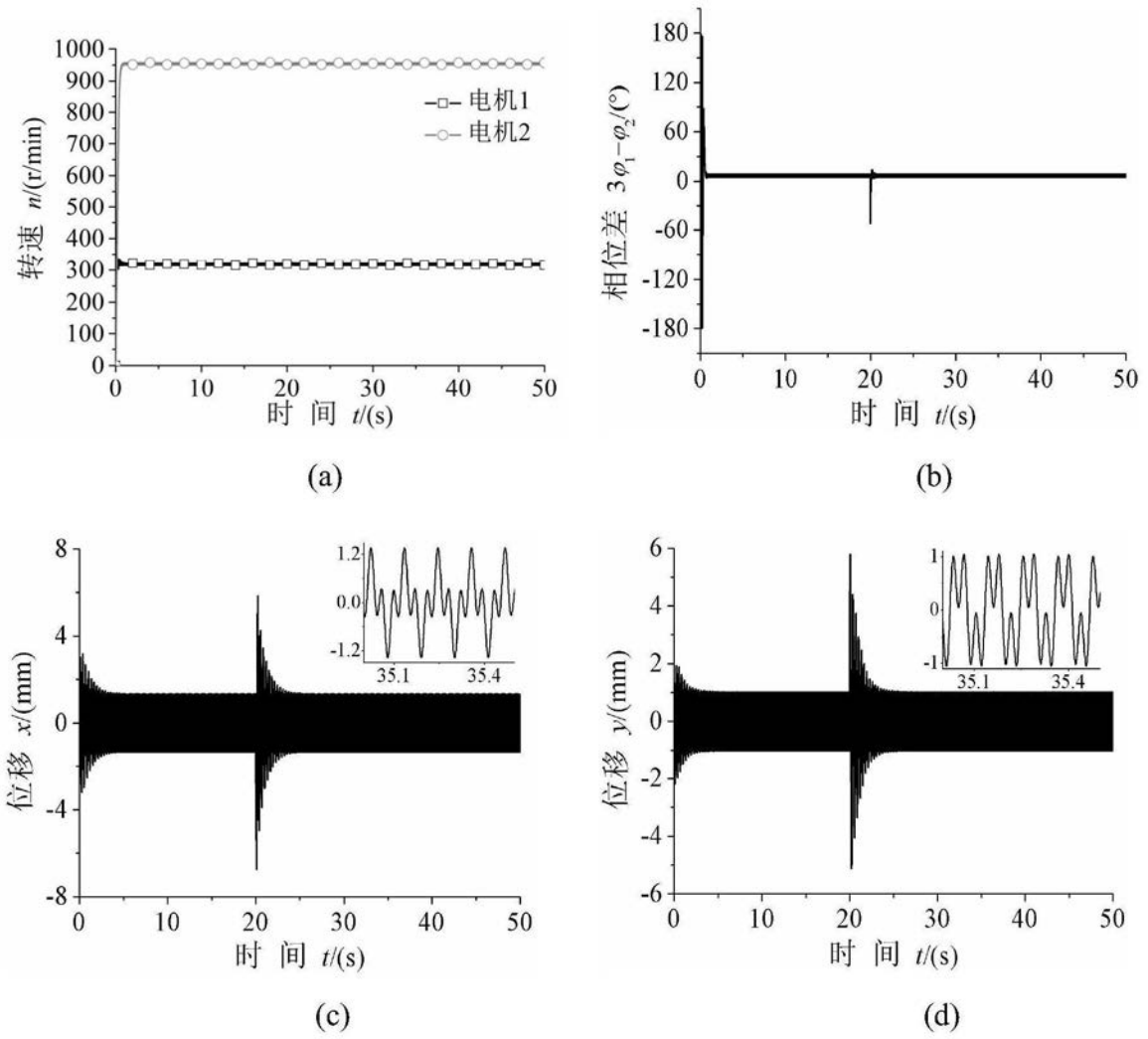


图6



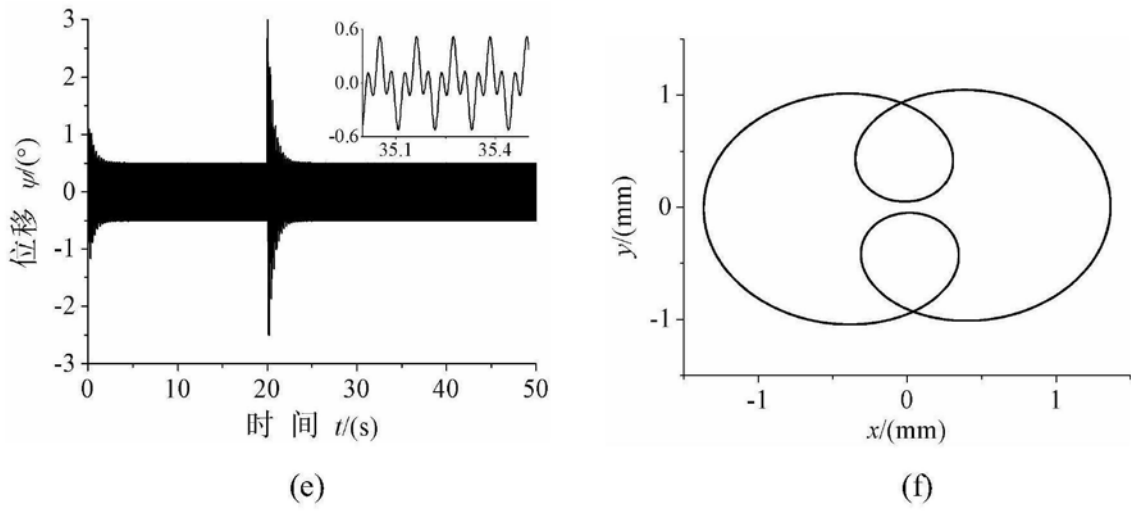


图7

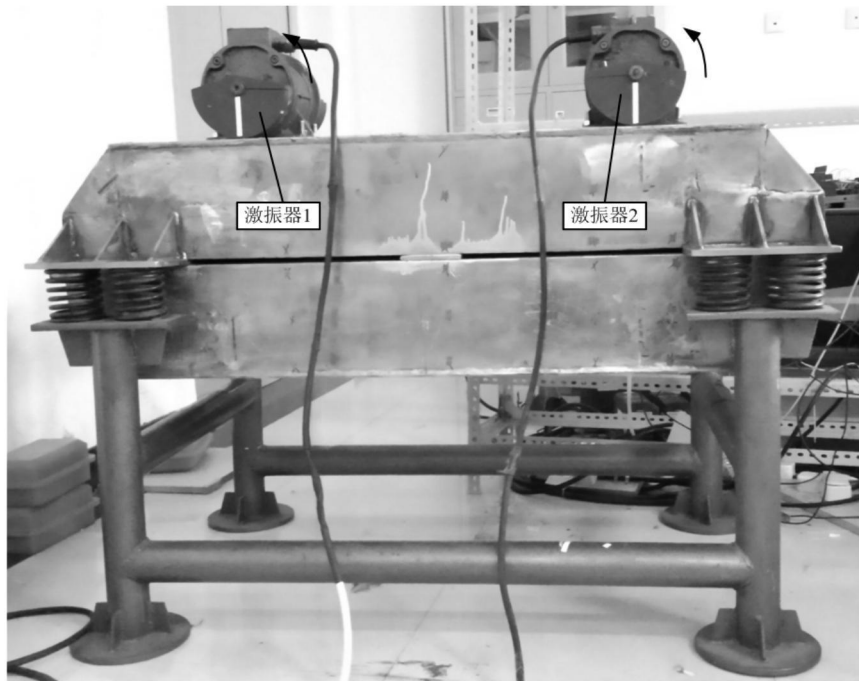


图8

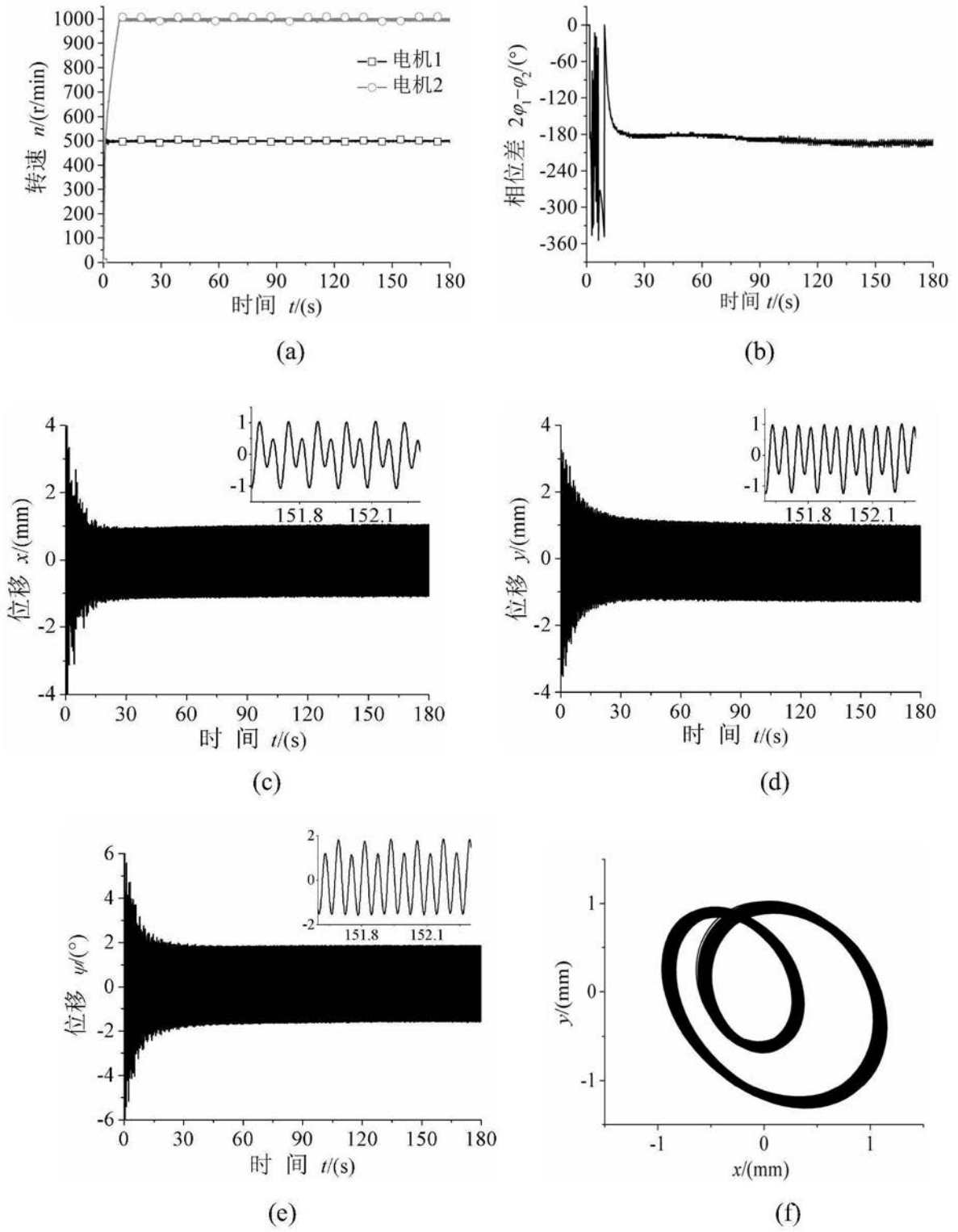


图9

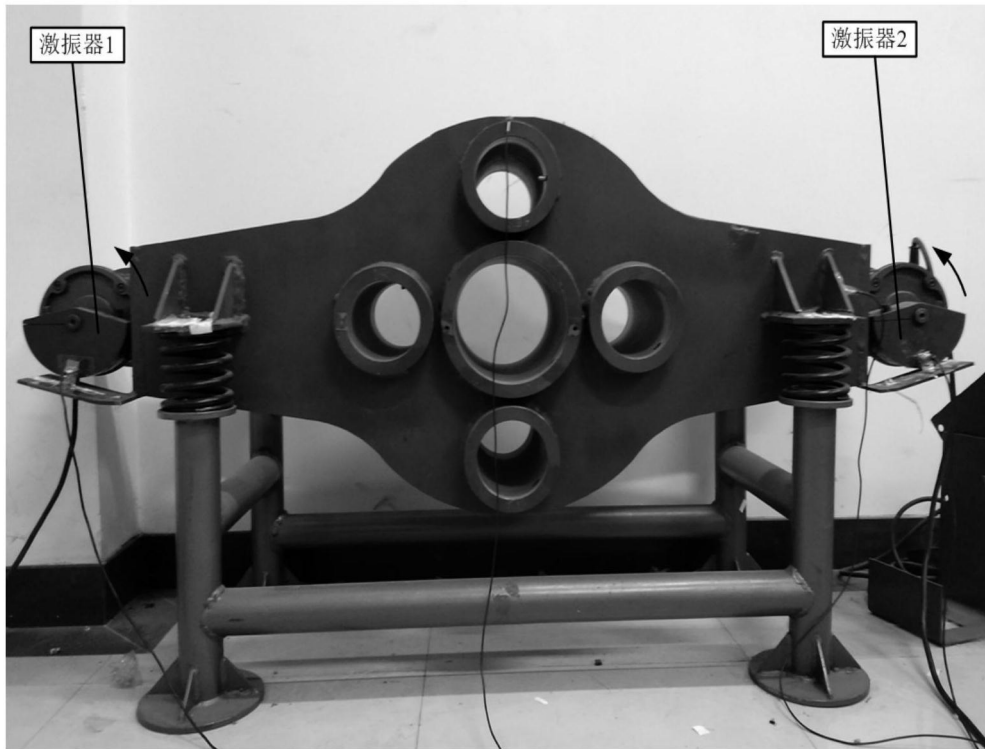
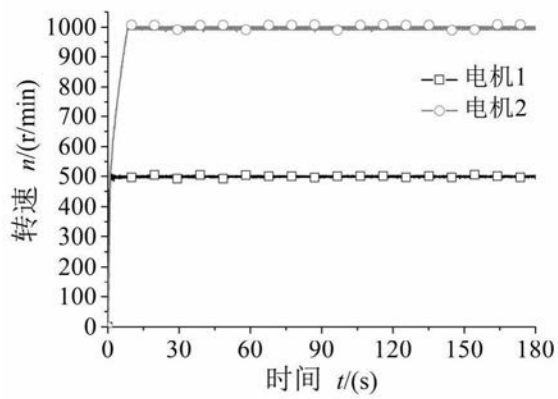
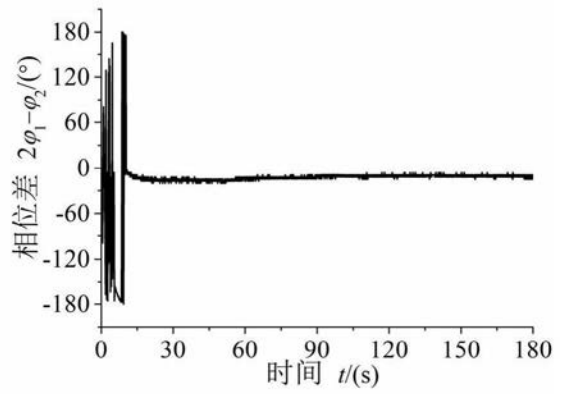


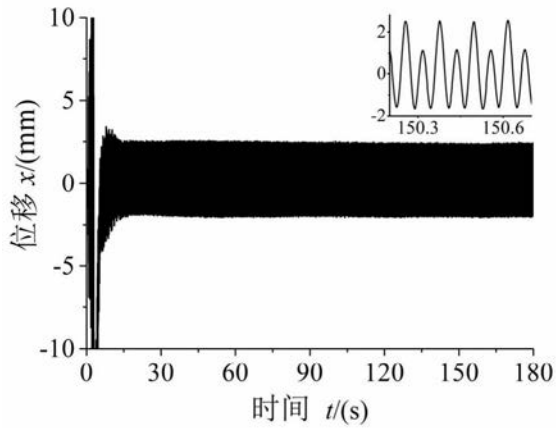
图10



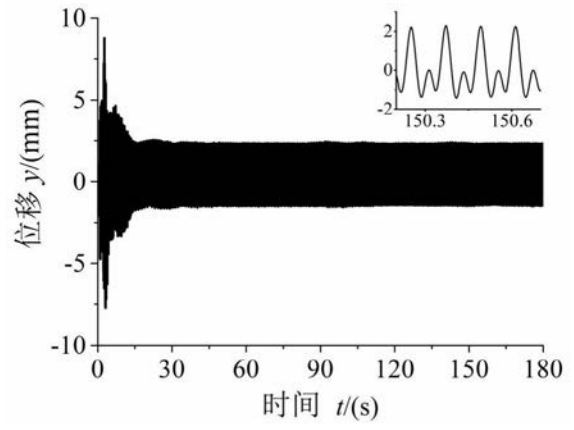
(a)



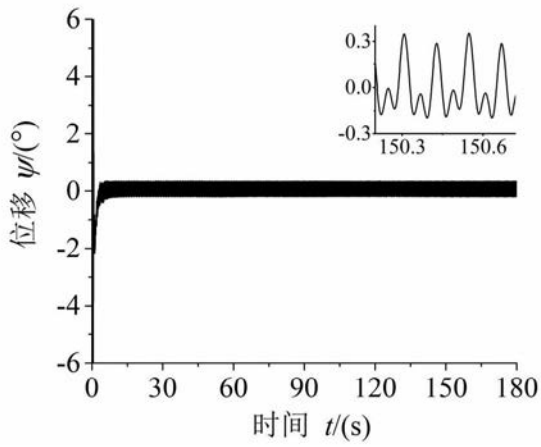
(b)



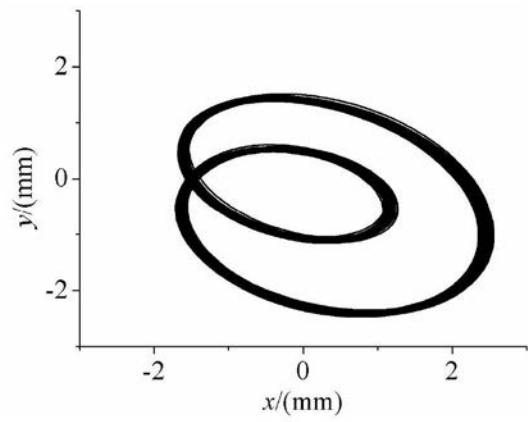
(c)



(d)



(e)



(f)

图11