

双机驱动振动系统的定速比控制同步研究*

刘云山

(辽宁轨道交通职业学院轨道装备学院 沈阳, 110023)

摘要 针对相同频率激励振动系统不利于筛分多样性物料以及不同频率激励振动系统不能实现任意定速比同步运动的问题,提出了一种双激励振动系统的定速比控制同步方法。利用拉格朗日方程建立反向回转双机驱动振动系统的动力学方程,推导出振动系统定速比响应方程。应用 Matlab/Simulink 软件设计出模糊比例积分微分(proportional-integral-derivative,简称PID)控制方法,基于主从控制方式设计了定速比控制器,使两激励反向驱动定速比振动系统能够实现控制同步运动。选择定速比参数为 1.2 和 1.5,通过仿真验证了振动系统振动同步不能实现给定的定速比,而控制同步可以实现;通过实验验证了定速比控制同步理论对两激励驱动振动系统的有效性。

关键词 控制同步;定速比;振动系统;主从控制;模糊比例积分微分控制

中图分类号 TP273;TH113.1

引言

由于某些振动系统振动同步在工程实际应用中受到系统自身动力学固有属性的限制,只能实现直线运动或者椭圆运动^[1],因此研究人员研究了两机或多机的控制同步来替代振动同步,控制同步大大提高了机械系统的应用范围和效果^[2-5]。Kong 等^[2]采用基于改进主从控制策略的自适应滑模控制算法设计控制器,用控制同步的方法解决了欠驱动系统振动同步相位差不为零的问题。陈晓哲^[3]设计出多直流电动机驱动振动系统的控制方法,解决了该振动系统所要满足的运动轨迹。黄志龙等^[4]考虑了激振器间耦合关系,提出一种精确交叉耦合控制方法的控制振动系统。许宏等^[5]提出在偏差耦合控制方式下采用模糊PID法对偏差进行调节的双机同步控制方案,具有较好的同步控制精度。关于控制不同频率激励振动系统的理论和方法的研究较少,同频激振振动系统展现出的单一振动性能难于满足工程需要。例如,对多样性物料进行筛分易引起筛孔的堵塞等问题。

在满足某种条件下,双机振动系统可以实现整数倍的定速比振动同步,但不能实现任意定速比的振动同步^[6],且鲜有振动系统定速的研究。基于上述原因,笔者对双机驱动振动系统定速比控制同步

的理论实验进行了研究,设计了针对该系统的模糊PID控制方法。基于主从控制方式设计了定速比控制器,使双机反向驱动定速比振动系统能够实现稳定的控制同步运动,从而满足筛分物料多样性的需要。

1 振动系统机电耦合模型

1.1 机械系统动力学模型

图1为振动系统动力学模型。该系统由1个刚性质体、2个带有由感应交流电动机驱动偏心转子的激振器以及4个和地基相连接的螺旋弹簧组成。这2个带有偏心转子的感应电动机以y轴为中心,对称放置在刚性质体上,右侧为顺时针转动的1号电机,左侧为逆时针转动的2号电机。

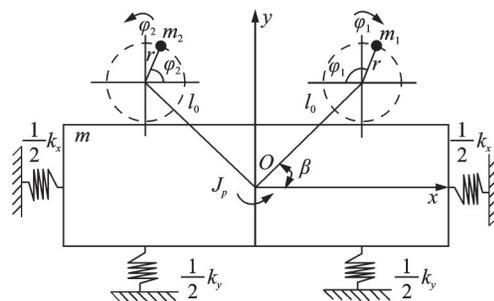


图1 振动系统动力学模型

Fig.1 Dynamic model of the vibratory system

* 辽宁省教育厅科学研究经费面上资助项目(LJKZ1257);国家自然科学基金资助项目(52075085)

收稿日期:2022-02-23;修回日期:2022-04-22

利用拉格朗日方程建立两机反向驱动振动系统的动力学方程^[7],即

$$\begin{cases} M\ddot{x} + f_x\dot{x} + k_x x = \sum_{i=1}^2 (-1)^{i+1} m_i r (\dot{\varphi}_i^2 \cos \varphi_i + \ddot{\varphi}_i \sin \varphi_i) \\ M\ddot{y} + f_y\dot{y} + k_y y = \sum_{i=1}^2 m_i r (\dot{\varphi}_i^2 \sin \varphi_i - \ddot{\varphi}_i \cos \varphi_i) \\ J\ddot{\psi} + f_\psi\dot{\psi} + k_\psi \psi = (T_{e2} - T_{e1}) - m_1 r l_0 [\dot{\varphi}_1^2 \sin(\varphi_1 + \beta) - \ddot{\varphi}_1 \cos(\varphi_1 + \beta)] + \\ \quad m_2 r l_0 [\dot{\varphi}_2^2 \sin(\varphi_2 + \beta) - \ddot{\varphi}_2 \cos(\varphi_2 + \beta)] \\ J_1 \ddot{\varphi}_1 + f_1 \dot{\varphi}_1 = T_{e1} - m_1 r_1 [\ddot{y} \cos \varphi_1 - \ddot{x} \sin \varphi_1 - l_0 \ddot{\psi} \cos(\varphi_1 + \beta)] \\ J_2 \ddot{\varphi}_2 + f_2 \dot{\varphi}_2 = T_{e2} - m_2 r_2 [\ddot{y} \cos \varphi_2 + \ddot{x} \sin \varphi_2 + l_0 \ddot{\psi} \cos(\varphi_2 + \beta)] \end{cases} \quad (1)$$

其中: M 为振动系统总质量, $M = m_1 + m_2 + m$; m 为机体质量; m_i 为电机 i 偏心转子质量, $i=1,2$; r 为偏心转子半径; l_0 为机体中心与偏心转子旋转中心之间的距离; J 为振动系统等效转动惯量, $J = Ml_e^2 \approx J_p + (m_1 + m_2)(l_0^2 + r^2)$; l_e 为振动系统的等效转动半径; J_p 为机体转动惯量; J_1, J_2 为两偏心转子转动惯量, $J_1 \approx m_1 r^2, J_2 \approx m_2 r^2$; f_x, f_y, f_ψ 分别为振动系统在 x, y, ψ 3个方向的阻尼系数; f_1, f_2 分别为2台感应电动机的阻尼系数; k_x, k_y, k_ψ 分别为振动系统在 x, y, ψ 3个方向的弹簧刚度; β 为偏心转子1与机体中心连线和水平方向的夹角; T_{e1}, T_{e2} 分别为2台感应电动机的电磁转矩。

T_{L1}, T_{L2} 分别为2台感应电动机的负载转矩,即

$$T_{L1} = m_1 r [\ddot{y} \cos \varphi_1 - \ddot{x} \sin \varphi_1 + l_0 \dot{\psi}^2 \sin(\varphi_1 - \beta) + l_0 \dot{\psi}^2 \cos(\varphi_1 - \beta)]$$

$$T_{L2} = m_2 r [\ddot{y} \cos \varphi_2 - \ddot{x} \sin \varphi_2 - l_0 \dot{\psi}^2 \sin(\varphi_2 + \beta) - l_0 \dot{\psi}^2 \cos(\varphi_2 + \beta)]$$

1.2 电动机矢量控制模型

本研究采用机电耦合动力学模型,电动机采用鼠笼式感应电动机,感应电动机内部转子线圈短接,即 $u_{rd} = u_{rq}$ 。当振动系统在稳定状态时,转子磁链 ϕ_{rd} 为常数, ϕ_{rq} 为0。在该坐标系下,系统中有9个变量,选其中5个变量建立感应电机数学模型, ω, I_s, ϕ_r 为选取变量,其中: I_s 分为 I_{sd}, I_{sq} ; ϕ_r 分为 ϕ_{rd} 和 ϕ_{rq} 。

感应电动机在 d, q 两相旋转坐标系下的状态方程^[8]为

$$\begin{cases} L_{ks} dI_{sd}/dt = U_{sd} - R_{ks} I_{sd} + R_r L_m / L_r^2 \phi_{rd} + \omega_s L_{ks} I_{sq} \\ L_{ks} dI_{sq}/dt = U_{sq} - R_{ks} I_{sq} - L_m / L_r \phi_{rd} \omega + \omega_s L_{ks} I_{sd} \\ d\phi_{rd}/dt = 1/T_r (L_m I_{sd} - \phi_{rd}) \\ d\theta/dt = L_m I_{sq} / T_r \phi_{rd} + \omega \\ T_e = 3L_m \phi_{rd} I_{sq} / 2L_r \end{cases} \quad (2)$$

其中: s, r 分别为电机系统的定子与转子; d, q 分别为旋转坐标系 d 轴和 q 轴; I, U, R 分别为电流、电压和电阻; L_s, L_r 分别为定子和转子的自感系数; L_m 为定子和转子的互感系数; T_r 为转子时间常数, $T_r = L_r / R_r$; L_{ks} 为定子漏感, $L_{ks} = L_s - L_m^2 / L_r$; θ 为同步磁链角; R_{ks} 为等效定子电阻, $R_{ks} = R_s + L_m^2 / L_r^2 R_r$; ω 为机械角速度; ω_s 为同步电气角速度。

由式(2)可知, L_m, ϕ_{rd} 和 L_r 为已知定值,因此 I_{sq} 的变化会直接影响感应电动机的电磁转矩变化。

由于笔者采用的控制变量为电流,所以本研究的矢量控制器为电流控制器。图2为矢量控制感应电动机的电流控制流程图,图中:左侧输入端为电流, $I_{sd} = \phi_{rd} / L_m$; ϕ_{rd} 为初始给定的磁链目标值。经过比例积分(proportional integral,简称PI)控制,得到 U_{sd} 和 U_{sq} 。本研究运用转速、电流和磁链闭环构成矢量控制器,因此同步磁链角 θ 不可缺少,其表达式为

$$\theta = \int (\omega + \omega_s) dt \quad (3)$$

其中: ω_s 为转差角速度, $\omega_s = L_m I_{sq} / \phi_{rd} T_r$ 。

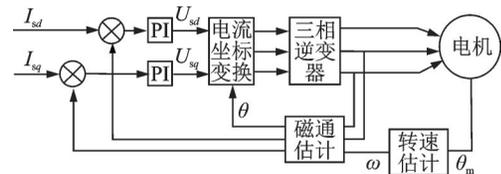


图2 矢量控制感应电动机的电流控制流程图

Fig.2 Flow diagram of current control of vector controlled induction motor

1.3 振动系统的定速比三方向响应

由非线性动力学理论可知,定速比同步运动中,2台感应激振电动机转速比可表示为 $A\dot{\varphi}_1 - B\dot{\varphi}_2 = 0$,其中: A 和 B 互为质数。这样就假设振动系统可以实现理想状态的最小公倍周期定速比的同步运

动。振动系统中2台感应激振电动机的转速可表示为

$$\begin{cases} \omega_1 = \int_0^{T_1} \dot{\varphi}_1(t) dt / T_1 \\ \omega_2 = \int_0^{T_2} \dot{\varphi}_2(t) dt / T_2 \end{cases} \quad (4)$$

将式(4)代入式(1),得到该振动系统在 x, y, ψ 3个方向的位移响应分别为

$$x = -r_m r [\cos(\varphi_1 + \gamma_{x1}) / \mu_{x1} - \eta \cos(\varphi_2 + \gamma_{x2}) / \mu_{x2}]$$

$$y = -r_m r [\sin(\varphi_1 + \gamma_{y1}) / \mu_{y1} + \eta \sin(\varphi_2 + \gamma_{y2}) / \mu_{y2}]$$

$$\psi = (r_m r_1 r / l_c) [\sin(\varphi_1 - \theta_2 + \gamma_{\psi 1}) / \mu_{\psi 1} +$$

$$\eta \sin(\varphi_2 + \theta_1 + \gamma_{\psi 2}) / \mu_{\psi 2}]$$

其中: $r_m = m_1 / M$; $\eta = m_2 / m_1$; $r_1 = l_0 / l_c$; $\mu_{xi} = 1 - \omega_x^2 / \omega_i^2$; $i = 1, 2$; $\omega_x^2 = k_x / M$; $\mu_{yi} = 1 - \omega_y^2 / \omega_i^2$;

$\omega_y^2 = k_y / M$; $\mu_{\psi i} = 1 - \omega_\psi^2 / \omega_i^2$; $\omega_\psi^2 = k_\psi / J$; $\gamma_{xi} = \arctan(2\xi_x \omega_x / \mu_{xi} \omega_i)$;

$\gamma_{yi} = \arctan(2\xi_y \omega_y / \mu_{yi} \omega_i)$;

$\gamma_{\psi i} = \arctan(2\xi_\psi \omega_\psi / \mu_{\psi i} \omega_i)$; $\xi_x = f_x / (2\sqrt{k_x M})$; $\xi_y = f_y / (2\sqrt{k_y M})$;

$\xi_\psi = f_\psi / (2\sqrt{k_\psi J})$ 。

2 定速比控制系统设计

2.1 系统控制方案

图3为振动系统控制结构图。对主电机只进行转速环控制;对从电机不仅要转速的内、外环进行控制,还要对振动系统进行转速外的控制,实现定速比的控制同步。定速比同步会出现瞬时振动系统的振幅过大,而滑膜控制是一种预设滑膜平面控制,必须限制其最大瞬时偏差的上限值,如果超出则控制效果不好。由于模糊控制有利于不确定性的控制,所以笔者采用模糊控制。

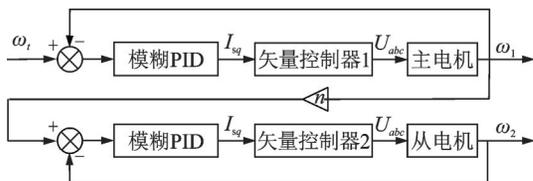


图3 振动系统控制结构图

Fig.3 Controlling framework of the vibrating system

ω_1 作为目标转速输入主电机,再由模糊PID控制方法控制 q 轴定子电流,进而控制了矢量控制器,变频器的输出信号将作用在主电机上,最终得到主电机转速 ω_1 。 ω_1 的作用有2个:①反馈到主电机上,得到便于电机转速控制调节的转速误差;②作为转

速输入端传输给从电机,得到从电机的转速 ω_2 ,且 $\omega_2 = n\omega_1$ 。

同理,从电机和主电机的控制流程相同,其中,从电机转速由主电机得到,然后由反馈实现从电机转速内环控制,实现定速比的控制同步。

2.2 模糊PID控制算法

由于模糊PID控制算法具有选择参数范围广、有效避免抖振等优点,故笔者采用该算法,具体描述^[9]如下。

运用万能逼近定理可实现对未知函数模糊逼近。模糊PID控制算法可分为2个阶段:①对于变量 $x_i (i = 1, 2)$, 定义 p_i 个模糊合集 $A_i^{l_i} (l_i = 1, 2, \dots, p_i)$;②采用模糊规则

$$R^{(j)}: \text{if } x_1 \text{ is } A_1^{l_1} \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^{l_2}$$

$$\text{then } \hat{f} \text{ is } E^{l_1 l_2}$$

构成模糊系统 $\hat{f}(x|\theta_f)$,其中: $l_i = 1, 2 (i = 1, 2)$;模糊

条数为 $\prod_{i=1}^2 p_i$ 。

为输出模糊系统,笔者采用模糊推理机、单值模糊器和中心平均解模糊器,求得

$$\hat{f}(x|\theta_f) = \frac{\sum_{l_1=1}^{p_1} \sum_{l_2=1}^{p_2} \bar{y}_f^{l_1 l_2} [\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^{l_i}}(x_i)]}{\sum_{l_1=1}^{p_1} \sum_{l_2=1}^{p_2} [\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^{l_i}}(x_i)]} \quad (5)$$

其中: $\mu_{A_i^{l_i}}(x_i)$ 为 x_i 隶属函数。

本研究的模糊推理过程分4个步骤:①用乘积推理机实现规则前提推理;②使用单值模糊器求得 $\bar{y}_f^{l_1 l_2}$;③用乘积推理机实现规则前提和结论的推理;④对所有的模糊规则并行运算,用平均解模糊器得到模糊系统的输出。这里将 $\bar{y}_f^{l_1 l_2}$ 融入集合 $\theta_f \in R^{\prod_{i=1}^2 p_i}$ 中进行考虑,设定其为自由参数,引入列向量 $\xi(x)$ 使该向量有解,这样式(5)可改写为

$$\hat{f}(x|\theta_f) = \theta_f^T \xi(x) \quad (6)$$

其中: $\xi(x)$ 为 $\prod_{i=1}^2 p_i$,其第 l_1 与 l_2 个元素可表达为

$$\xi_{l_1 l_2}(x) = \frac{\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^{l_i}}(x_i)}{\sum_{l_1=1}^{p_1} \sum_{l_2=1}^{p_2} [\prod_{i=1}^2 \mu_{A_i^{l_i}}(x_i)]}$$

笔者采用两输入量与三输出量的模糊推理方式。两输入量分别为系统误差(e)与系统误差变化

率(ec)。三输出量为模糊推理变量,即比例参数 K_p 、积分参数 K_i 和微分参数 K_D 。变量有7种隶属度函数分布形式,分别为NB,NM,NS,Z,PS,PM和PB。其中:NB和PB服从Z模型分布;其余服从三角模型分布。

根据模糊控制定律得到PID参数方程为

$$K_p = \frac{\sum_{j=1}^{49} U_{K_{pj}}(e, ec) K_{pj}}{\sum_{j=1}^{49} U_{K_{pj}}(e, ec)} \quad (7)$$

$$K_i = \frac{\sum_{j=1}^{49} U_{K_{ij}}(e, ec) K_{ij}}{\sum_{j=1}^{49} U_{K_{ij}}(e, ec)} \quad (8)$$

$$K_D = \frac{\sum_{j=1}^{49} U_{K_{Dj}}(e, ec) K_{Dj}}{\sum_{j=1}^{49} U_{K_{Dj}}(e, ec)} \quad (9)$$

通过模糊PID确定结果的可行性,根据模糊PID仿真结果对PID参数进行调整,得到在模糊控制推理中理想的PID参数,这时调整一般PID的参数,从而对控制系统进行控制。当PID参数调整为最佳时,就可以将模糊PID得到的参数应用于一般PID中。

3 振动系统定速比的同步数值仿真

引入模糊PID控制方法和主从控制策略,对振动系统进行定速比控制同步数值仿真,得到定速比控制同步仿真结果,验证了采用该控制同步的方法可实现给定的定速比控制同步运动。仿真中2台感应电动机参数如表1所示。振动系统参数如表2所示。

3.1 定速比的振动同步仿真

两激振器相同频率振动同步可看作是振动同步在定速比参数 $n=1$ 时的一种状况。当系统达到稳定同步时实现同步运动,两激振器的转速差 $\omega_1 - \omega_2 = 0$,即 $\omega_2/\omega_1 = 1$ 。同理,定速比的振动同步运动也一样,当振动系统达到稳态时, $n\omega_1 - \omega_2 = 0$,变换后可得 $\omega_2/\omega_1 = n$,笔者通过设定定速比参数 n 实现2台电动机的定速比同步运动。当系统实现 $n\omega_1 - \omega_2 = 0$ 的稳定状态时,2台电动机反向旋转振动系统实现了定速比同步。

表1 2台感应电动机参数

参数	主电机	从电机
P/kW	1.1	1.1
n_p	3	3
f_0/Hz	50	50
U/V	220	220
$n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	950	950
R_s/Ω	40.4	40.4
R_r/Ω	3.92	3.92
L_s/H	12	12
L_r/H	1.222	1.222
L_m/H	1.116	1.116
λ_{dr}^*/Wb	0.98	0.98
$f_1, f_2/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.005	0.005

表2 振动系统参数

参数	数值
m/kg	246
$J_p/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	43.3
$k_r/(\text{N}\cdot\text{m}^{-1})$	129 332
$k_y/(\text{N}\cdot\text{m}^{-1})$	105 334
$k_\phi/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{rad}^{-1})$	30 715
$f_x/(\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1})$	615.5
$f_y/(\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}^{-1})$	618
$f_\phi/(\text{N}\cdot\text{s}\cdot\text{m}\cdot\text{rad}^{-1})$	180.2
l_0/m	0.5
$\alpha/^\circ$	0
$\theta_1, \theta_2/^\circ$	30, 150
m_0/kg	4
r/m	0.05

图4为定速比 $n=1.5$ 时振动同步仿真结果。图4(a)中主电机转速设为60 rad/s,从电机转速设为90 rad/s。从图4(b)可看出,2台电动机间相位差并不等于常数,可见该振动系统没有实现给定的定速比运动。很明显,从电机的相位滞后于1.5倍的主电机的相位。由于两电机是以周期性进行运动,所以振动系统机体的振幅出现周期性叠加与抵消。振动系统机体在 x, y, ϕ 3个方向的位移响应曲线如图4(c)~(e)所示。可以看出,曲线波峰与波谷都出现非正弦曲线的变化,说明两电机的转速不能实现给定的定速比。

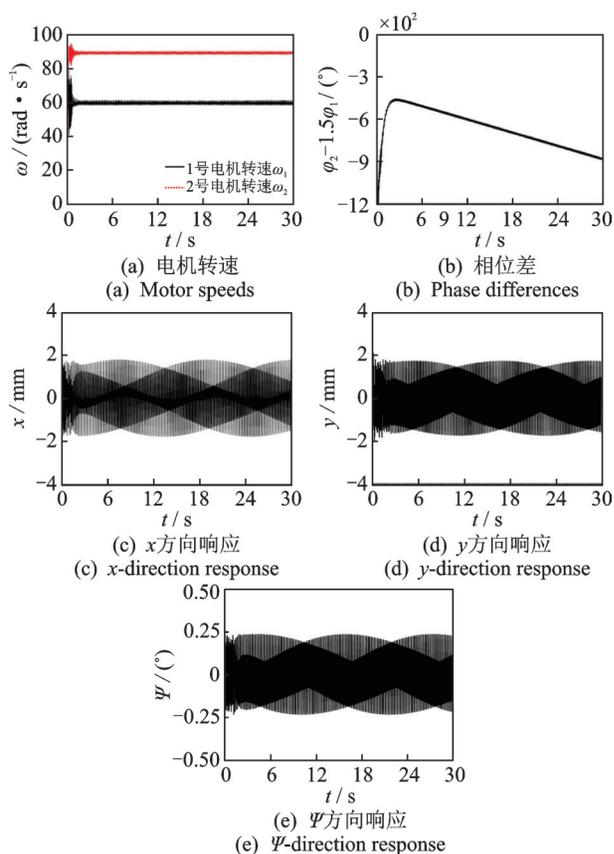


图4 定速比 $n=1.5$ 振动同步仿真结果

Fig.4 Simulation results of fixed frequency ratio vibratory synchronization for $n=1.5$

3.2 定速比的控制同步仿真

根据主从控制策略,先对主电机和从电机进行转速控制,再对振动系统进行转速控制。定速比 $n=1.2$ 的控制同步仿真结果如图5所示。

在图5(a)中,主电机给定转速为 60 rad/s ,其稳定在给定转速附近,只在小范围波动;从电机转速稳定在 72 rad/s 附近。图5(b)中,从电机的转速达到了主电机的 1.2 倍,即 $\omega_2/\omega_1=1.2$ 。这说明笔者提出的控制方法对实现定速比控制系统的控制同步运动有较好的鲁棒性和有效性,进一步证明了转速控制的精确性。图5(c)中,开始阶段相位差变化范围在 $0\sim 2\pi$ 间快速变化,而最终相位差趋于一个定值。这说明模糊PID控制方法实现了该振动系统给定的定速比控制同步运动。图5(d)~(f)为振动系统在 x, y 和 ψ 3个方向的响应。可以看出,该响应不是标准正弦曲线,是2个不同频率波相互叠加加强的结果。

图6为定速比 $n=1.5$ 的控制同步仿真结果。图6(a)中,主电机转速为 60 rad/s ,定速比参数为 1.5 ,从电机转速为 90 rad/s 。两电机都以各自的目

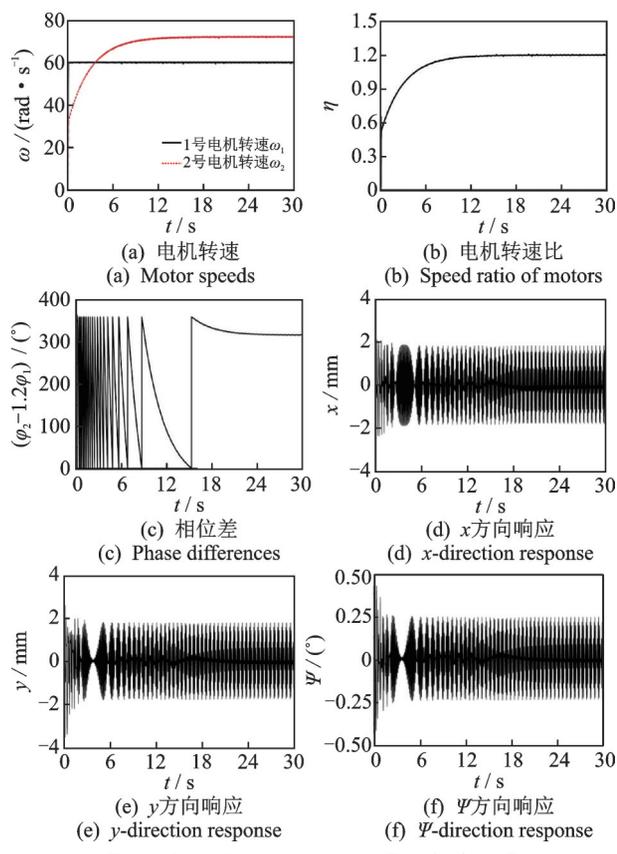


图5 定速比 $n=1.2$ 的控制同步仿真结果

Fig.5 Simulation results of fixed frequency ratio controlled synchronization for $n=1.2$

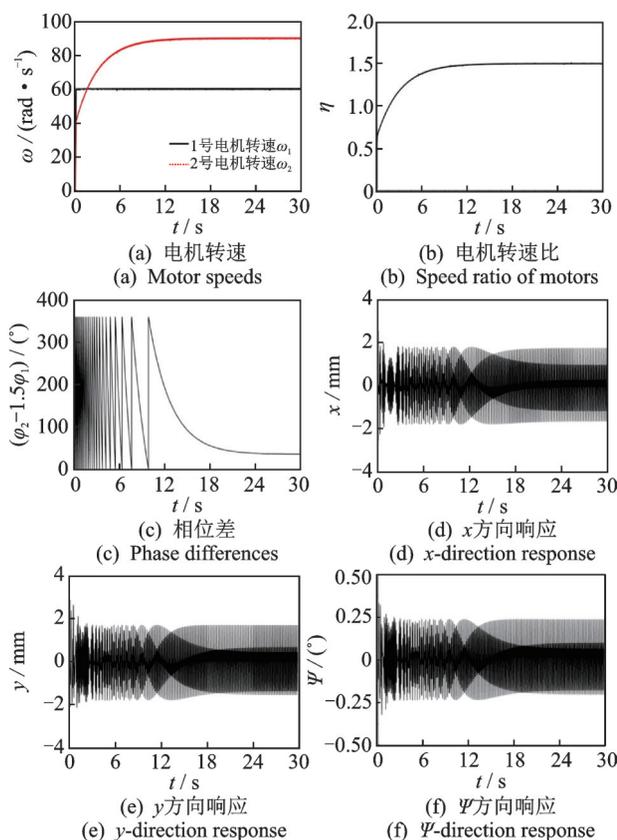


图6 定速比 $n=1.5$ 的控制同步仿真结果

Fig.6 Simulation results of fixed frequency ratio controlled synchronization for $n=1.5$

标值为中心小幅上下波动。图6(b)中转速比值实现了 $\omega_2/\omega_1=1.5$ 。图6(c)中两感应电机的相位差稳定后趋于一个定值。由于定速比参数不同,该振动系统 x, y 和 ϕ 3个方向的响应曲线发生了相应变化,如图6(d)~(f)所示。可见,运用本控制方法在同一动力学模型下能够实现任意定速比的控制同步运动。

4 振动系统定速比的同步实验

两机驱动振动实验台如图7所示。实验中两电机的转速分别由2个变频器控制,系统中主从结构控制策略通过可编程逻辑控制器实现,相位差与角速度信号的采集通过脉冲编码器完成,振动初机体响应和脉冲传输通过3个加速度传感器、数据采集和信号处理仪器完成。3个加速度传感器测量机体3个方向的加速度,第1个加速度传感器至于水平方向(即 x 方向)用 \ddot{x} 表示;第2个加速度传感器沿竖直方向放置于机体的中心位置(即 y_1 方向)用 \ddot{y}_1 表示;第3个加速度传感器沿竖直方向放置于机体的边缘位置(即 y_2 方向)用 \ddot{y}_2 表示。



图7 两机驱动振动实验台

Fig.7 Vibratory test bench driven by two motors

4.1 定速比的振动同步实验

图7中,右侧感应电动机是主电机,左侧感应电动机是从电机,2台感应电机的给定电源频率分别为30 Hz和45 Hz,2台感应电动机反向旋转。由于实验使用的感应电动机转速较高,所以采用定时测角法测量电动机转速。根据文献[10]可知,定时测角法测量得到的电机实际转速与误差率分别为

$$n = 60M/ZT_c \quad (10)$$

$$\delta = \left[\frac{60M}{ZT_c} - \frac{60(M-1)}{ZT_c} \right] / \frac{60M}{ZT_c} \times 100\% = \frac{1}{M} \times 100\% \quad (11)$$

其中: T_c 为采样时间; M 为 T_c 时间内脉冲个数; Z 为光电编码器每圈的脉冲数。

图8为 $n=1.5$ 定速比的振动同步实验结果。从图8(a)可以看出,主电机与从电机转速比给定转速值略小,且不是以给定转速值为中心做上下波动。图8(b)中的相位差在周期范围内变化,并不趋于常数。由此可见,两电机不能够实现给定定速比的结论,这与图4(b)的仿真结果一致。图8(c)~(e)分别为振动系统在 x 和 y 方向的加速度响应曲线。将其与图4(c)~(e)进行对比,可以看出具有相同的变化趋势,这充分验证了本研究仿真和理论的正确性。

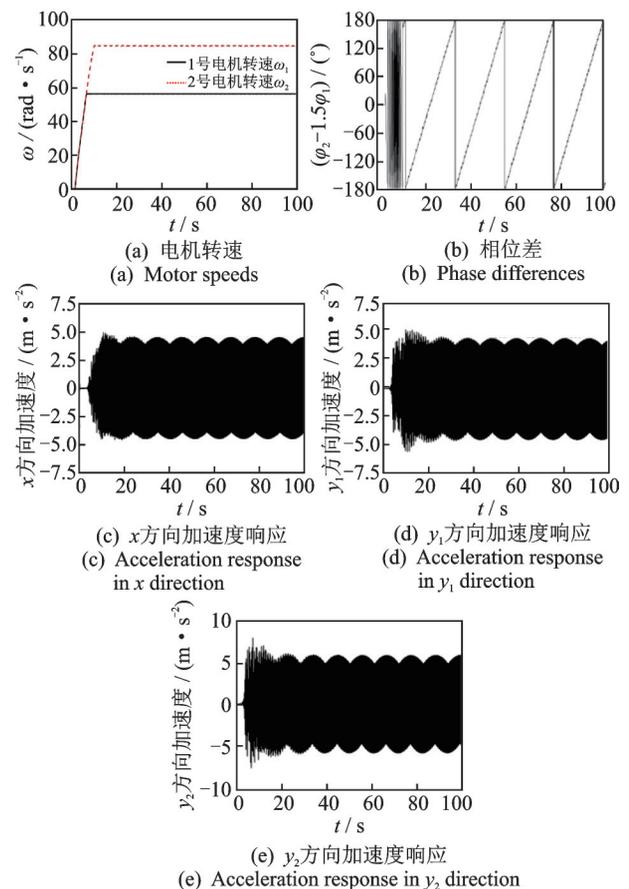


图8 定速比 $n=1.5$ 的振动同步实验结果

Fig.8 Experiment results of fixed frequency ratio vibratory synchronization for $n=1.5$

4.2 定速比的控制同步实验

控制同步实验中2台电机反向回转,频率分别为27 Hz和40.5 Hz。在PLC中选用高速计数器并通过定时中断来记录光电编码器发出的脉冲信号数目,将高速计数器清零再重新计数,从而实现转速追踪。

图9为 $n=1.5$ 定速比的控制同步实验结果。从图9(a)可以看到,主电机转速平稳,从电机略有浮动,但能够在目标值附近。图9(b)中,从电机相位与1.5倍的主电机相位之间的差值稳定于一个定值,这说明该振动系统在控制下实现了给定的定速

比。图9(b)与图4(b)中的仿真结果一致。图9(c)~(e)分别为振动系统在 x 和 y 方向的加速度响应曲线,将其与图6(d)~(f)对比,可以看出具有相同的变化趋势。这充分证明了该方法仿真和理论的正确性,同时实验结果也实现了定速比的控制同步运动。

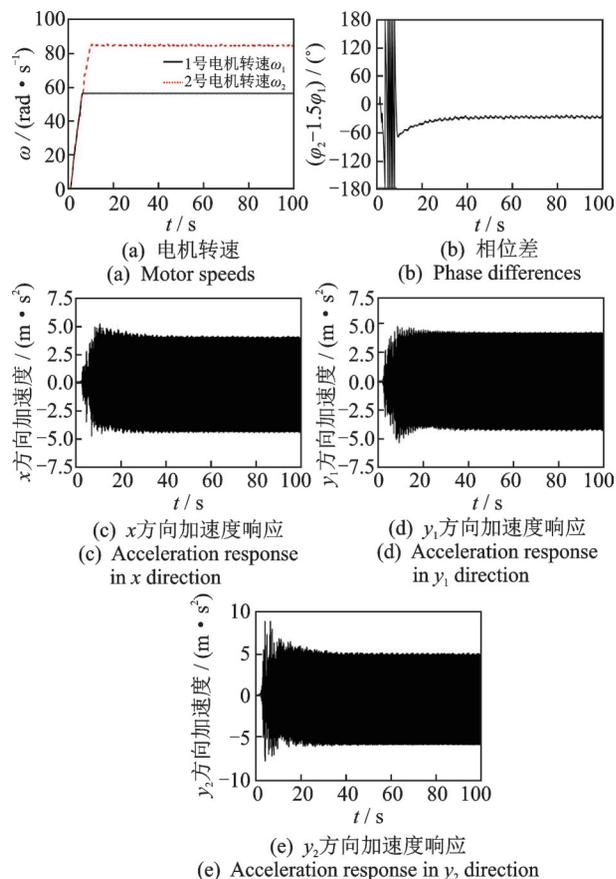


图9 定速比 $n=1.5$ 的控制同步实验结果

Fig.9 Experiment results of fixed frequency ratio controlled-synchronization for $n=1.5$

5 结论

1) 经理论推导,得到振动系统定速比3个方向上的响应方程。定速比参数 $n=1.5$ 时,对系统进行振动同步仿真与实验,结果说明2台感应电动机的转速无法实现任意给定不为1的定速比。

2) 若2台感应电动机的电源频率按给定比例设定且比例不为1时,两电机的输出转动速度比将偏离给定比例,且两电机的转动速度比在一定范围内存在波动,但其转动速度比的均值恒定。

3) 定速比控制仿真与实验结果表明:振动系统工作稳定以后,变频器的输入量仅有微小波动;关闭控制后,以其均值作为变频器的输入,系统仍以给定定速比运行;该定速比控制同步方法可实现电动机间给定的定速比,满足筛分物料多样性的需要。

参 考 文 献

- [1] ZHAO C Y, ZHU H T, ZHANG Y M, et al. Synchronization of two coupled exciters in a vibrating system of spatial motion [J]. Acta Mechanica Sinica, 2010, 26(3):477-493.
- [2] KONG X X, ZHANG X L, WEN B C, et al. Synchronization analysis and control of three eccentric rotors in a vibrating system using adaptive sliding mode control algorithm [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2016(72/73):432-450.
- [3] 陈晓哲. 直流电机驱动振动机械的振动同步控制同步及复合同步的研究[D]. 沈阳:东北大学, 2017.
- [4] 黄志龙, 张众超, 楚树坡, 等. 四激励器激励下振动机械-物料系统同步控制[J]. 振动、测试与诊断, 2021, 41(3):462-469.
HUANG Zhilong, ZHANG Zhongchao, CHU Shupo, et al. Synchronous control of vibrating machinery-material system under excitation of four exciters [J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2021, 41(3):462-469. (in Chinese)
- [5] 许宏, 李乐宝, 张怡, 等. 变摩擦负载下双电机同步控制系统设计与实验[J]. 中国机械工程, 2011, 22(24):2908-2914.
XU Hong, LI Lebao, ZHANG Yi, et al. Design and experiment of double-motor synchronous control system with variable friction load [J]. China Mechanical Engineering, 2011, 22(24):2908-2914. (in Chinese)
- [6] 闻邦椿, 赵春雨, 苏海东, 等. 机械系统的振动同步与控制同步[M]. 北京:科学出版社, 2003:157-182.
- [7] ZHAO C Y, ZHANG Y M, WEN B C. Synchronization and general dynamic symmetry of a vibrating system with two exciters rotating in opposite directions [J]. Chinese Physics B, 2009, 19(3):0301-1-7.
- [8] LUCA B, GIANANTONIO M, PAOLO R, et al. Performance limitations in field-oriented control for asynchronous machines with low resolution position sensing [J]. IEEE Transactions on Control System Technology, 2010, 18(3):559-573.
- [9] 刘金琨. 先进PID控制MATLAB仿真[M]. 北京:电子工业出版社, 2011:113-136.
- [10] 马秀坤, 史运涛, 马学军. S7-200PLC与数字调速系统的原理与应用[M]. 北京:国防工业出版社, 2009:373-403.



作者简介:刘云山,男,1975年7月生,博士、讲师。主要研究方向为机械动力学、振动工程利用与控制。曾发表《Synchronization and coupling dynamic characteristics of an exciter and two cylindrical rollers in a vibrating system》(《Journal of Sound and Vibration》2019, No.456)等论文。

E-mail: liyunshan75@163.com