



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 108050965 B

(45)授权公告日 2020.03.17

(21)申请号 201810045469.5

(22)申请日 2018.01.17

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 108050965 A

(43)申请公布日 2018.05.18

(73)专利权人 中国科学院力学研究所

地址 100190 北京市海淀区北四环西路15号

(72)发明人 张珩 肖歆昕

(74)专利代理机构 北京和信华成知识产权代理

事务所(普通合伙) 11390

代理人 胡剑辉

(51)Int. Cl.

G01B 17/00(2006.01)

G01M 13/021(2019.01)

(56)对比文件

CN 103389646 A,2013.11.13,

CN 105867136 A,2016.08.17,

CN 103092075 A,2013.05.08,

CN 105674935 A,2016.06.15,

EP 2130021 B1,2013.08.21,

方禹鑫等.多齿侧间隙传动系统非线性特性研究.《振动与冲击》.2016,第35卷(第23期),

审查员 蒋莉

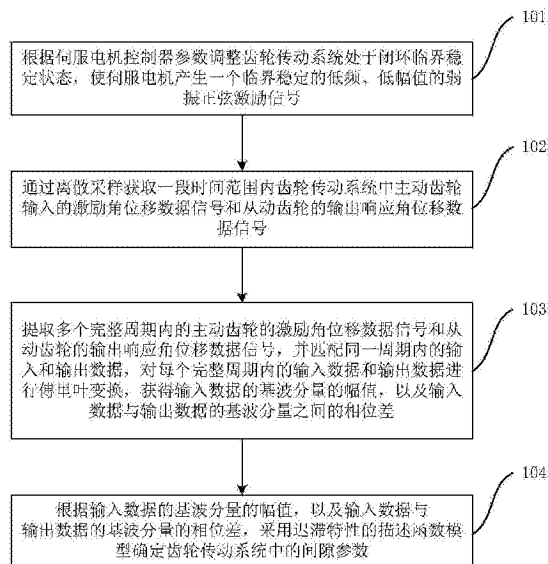
权利要求书3页 说明书12页 附图4页

(54)发明名称

齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识方法和装置

(57)摘要

本发明提供了一种确定齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识方法和装置,所述方法包括根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,使伺服电机产生一个临界稳定的低频、低幅值的弱正弦激励信号;通过离散采样获取一段时间范围内齿轮传动系统中主动齿轮输入的激励角位移数据信号和从动齿轮的输出响应角位移数据信号;提取多个完整周期内的主动齿轮的激励角位移数据信号和从动齿轮的输出响应角位移数据信号,并匹配同一周期内的输入和输出数据进行变换,获得输入数据的基波分量的幅值,以及输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差;并采用迟滞特性的描述函数模型确定齿轮传动系统中的间隙参数。



CN 108050965 B

1. 一种齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识方法,其特征在于,所述方法包括:

根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,使伺服电机产生一个临界稳定的低频、低幅值的弱振正弦激励信号;

通过离散采样获取一段时间范围内所述齿轮传动系统中主动齿轮输入的激励角位移数据信号和从动齿轮输出的响应角位移数据信号;

提取多个完整周期内的所述主动齿轮输入的激励角位移数据信号和所述从动齿轮输出的响应角位移数据信号,并匹配同一周期内的输入数据和输出数据,对所述输入数据和所述输出数据进行傅立叶变换,获得所述输入数据的基波分量的幅值,以及所述输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差;根据所述输入数据的基波分量的幅值,以及所述输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差,采用迟滞特性的描述函数模型确定所述齿轮传动系统中的间隙参数。

2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,所述根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,包括:

根据系统传函整定伺服电机控制器参数以调整所述齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,所述系统传函的形式为:

$$G_n(s) = \frac{m_0}{s} G_p(s) G_f(s) G_c(s) = K G_n^*(\tau s) = \frac{K}{\tau s(\tau s + 1)^n}$$

其中,K是待定增益系数, $K > 0$; τ 是时间常数, $\tau > 0$; $n \geq 2$ 为待定正整数; $G_c(s)$ 为位置环线性控制器的值, $G_f(s)$ 为位移测量滤波环节的值, $G_p(s)$ 为低频时驱动电机与齿轮传动系统构成的一阶环节的值。

3. 根据权利要求2所述的方法,其特征在于,所述根据系统传函整定伺服电机控制器参数,包括:

根据所述系统传函,采用因间隙的作用而交替出现的电机空载及加载现象,以及建立间隙反向耦合非线性及其串联型描述函数模型整定伺服电机控制器参数。

4. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,所述采用迟滞特性的描述函数模型确定所述齿轮传动系统中的间隙参数,包括:

所述迟滞特性的描述函数满足以下表达式:

$$\begin{cases} \frac{Y_1(j\omega)}{X_1(j\omega)} = m_0 N^*(x), x = \frac{\delta}{X_{1m}}, 0 \leq 2\delta \leq X_{1m} \\ N^*(x) = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(1 - 2x) + (1 - 2x)\sqrt{1 - (1 - 2x)^2} \right] - j \frac{4x(1 - x)}{\pi} \end{cases}$$

其中, $j = \sqrt{-1}$; $X_1(t)$ 为输入数据 $X(t)$ 的基波分量,其幅值为 X_{1m} , $X_1(j\omega)$ 则为输入数据 $X_1(t)$ 的傅立叶变换, $Y_1(j\omega)$ 则为输出数据 $Y_1(t)$ 的傅立叶变换, m_0 为齿轮传动比系数, 2δ 为待确定的间隙参数。

5. 根据权利要求4所述的方法,其特征在于,所述根据所述输入数据的基波分量的幅值,以及所述输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差,采用迟滞特性的描述函数模型确定所述齿轮传动系统中的间隙参数,包括:

采用根据 $X_1(t)$ 的幅值 X_{1m} 及其与从动齿轮响应 $Y_1(t)$ 之间相位差 ϕ^* ,可以获得真实的振

荡点 x^* ,以及间隙参数 δ 的确定值 $\hat{\delta}$,其表达式是:

$$\begin{cases} \frac{4x^*(1-x^*)}{\pi/2+\sin^{-1}(1-2x^*)+(1-2x^*)\sqrt{1-(1-2x^*)^2}} = \tan \phi^* \\ \hat{\delta} = x^* X_{1m} \end{cases}$$

6. 一种齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识装置,其特征在于,所述闭环辨识装置包括:

调整模块,用于根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,使伺服电机产生一个临界稳定的低频、低幅值的弱振正弦激励信号;

获取模块,用于通过离散采样获取一段时间范围内所述齿轮传动系统中主动齿轮输入的激励角位移数据信号和从动齿轮输出的响应角位移数据信号;

处理模块,用于提取多个完整周期内的所述主动齿轮输入的激励角位移数据信号和所述从动齿轮输出的响应角位移数据信号,并匹配同一周期内的输入和输出数据,对每个完整周期内的所述输入数据和所述输出数据进行傅里叶变换,获得所述输入数据的基波分量的幅值,以及所述输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差;

所述处理模块,还用于根据所述输入数据的基波分量的幅值,以及所述输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差,采用迟滞特性的描述函数模型确定所述齿轮传动系统中的间隙参数。

7. 根据权利要求6所述的装置,其特征在于,调整模块用于根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,包括:

所述调整模块用于根据系统传函整定伺服电机控制器参数以调整所述齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,所述系统传函的形式为:

$$G_n(s) = \frac{m_0}{s} G_p(s) G_f(s) G_c(s) = K G_n^*(\tau s) = \frac{K}{\tau s(\tau s + 1)^n}$$

其中, K 是待定增益系数, $K>0$; τ 是时间常数, $\tau>0$; $n \geq 2$ 为待定正整数; $G_c(s)$ 为位置环线性控制器的值, $G_f(s)$ 为位移测量滤波环节的值, $G_p(s)$ 为低频时驱动电机与齿轮传动系统构成的一阶环节的值。

8. 根据权利要求7所述的装置,其特征在于,所述调整模块用于根据系统传函整定伺服电机控制器参数,包括:

所述调整模块用于根据所述系统传函,采用因间隙的作用而交替出现的电机空载及加载现象,以及建立的间隙反向耦合非线性及其串联型描述函数模型整定伺服电机控制器参数。

9. 根据权利要求6所述的装置,其特征在于,所述处理模块采用迟滞特性的描述函数模型确定所述齿轮传动系统中的间隙参数,包括:

所述迟滞特性的描述函数满足以下表达式:

$$\begin{cases} \frac{Y_1(j\omega)}{X_1(j\omega)} = m_0 N^*(x), x = \frac{\delta}{X_{1m}}, 0 \leq 2\delta \leq X_{1m} \\ N^*(x) = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(1-2x) + (1-2x)\sqrt{1-(1-2x)^2} \right] - j \frac{4x(1-x)}{\pi} \end{cases}$$

其中, $j = \sqrt{-1}$; $X_1(t)$ 为输入数据 $X(t)$ 的基波分量, 其幅值为 X_{1m} , $X_1(j\omega)$ 则为输入数据 $X_1(t)$ 的傅立叶变换, $Y_1(j\omega)$ 则为输出数据 $Y_1(t)$ 的傅立叶变换, m_0 为齿轮传动比系数, 2δ 为待确定的间隙参数。

10. 根据权利要求9所述的装置, 其特征在于, 所述处理模块用于根据所述输入数据的基波分量的幅值, 以及所述输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差, 采用迟滞特性的描述函数模型确定所述齿轮传动系统中的间隙参数, 包括:

所述处理模块采用根据 $X_1(t)$ 的幅值 X_{1m} 及其与从动齿轮响应 $Y_1(t)$ 之间相位差 ϕ^* , 可以获得真实的振荡点 x^* , 以及间隙参数 δ 的确定值 $\hat{\delta}$, 其表达式是:

$$\begin{cases} \frac{4x^*(1-x^*)}{\pi/2 + \sin^{-1}(1-2x^*) + (1-2x^*)\sqrt{1-(1-2x^*)^2}} = \tan \phi^* \\ \hat{\delta} = x^* X_{1m} \end{cases}。$$

齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及机械运动机构测量领域,尤其涉及一种齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识方法和装置。

背景技术

[0002] 在由刚性齿轮构成的位置传动系统中,由于加工、装配运行磨损及使用环境等因素,主、从齿间不可避免地会出现一些静态空(间)隙。同时,摩擦、弹性变形和齿间的碰撞冲击等,也会产生相应的动态回差。尽管两类间隙产生的机制有所不同,但随着齿系主动端的往复驱动,都可能造成不必要的运动滞后、附加振荡或抖动等效应,且其承载能力甚至还会因间隙而出现明显下降。

[0003] 为改善系统性能需要进行间隙补偿策略,这种补偿效果非常依赖于对间隙参数的掌握程度,故对间隙的辨识也就变得必不可少。其中就反映齿间啮合程度的静态间隙来说,它本质上是一种几何表征,而在往复运动情形下则反映的是主从传动过程中的位移关系。这类静态间隙的存在,会导致齿轮系统在反转的短暂时间内使得如电机等驱动源的负载发生改变,进而伴生地改变了驱动环节的动力学特性。静态间隙在产生迟滞非线性的同时,还将会导致一类称之为间隙反向耦合非线性的现象出现,使得反映迟滞特性的描述函数模型不能直接用于这类间隙的辨识。

发明内容

[0004] 本发明提供了一种齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识方法和确定齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识装置,解决了不能直接采用迟滞特性的描述函数模型对齿轮传动系统中间隙参数进行确定的问题。

[0005] 第一方面,提供了一种确定齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识方法,方法包括:

[0006] 根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,使伺服电机产生一个临界稳定的低频、低幅值的弱振正弦激励信号;

[0007] 通过离散采样获取一段时间范围内齿轮传动系统中主动齿轮输入的激励角位移数据信号和从动齿轮的输出响应角位移数据信号;

[0008] 提取多个完整周期内的主动齿轮的激励角位移数据信号和从动齿轮的输出响应角位移数据信号,并匹配同一周期内的输入和输出数据,对每个完整周期内的输入数据和输出数据进行傅里叶变换,获得输入数据的基波分量的幅值,以及输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差;

[0009] 根据输入数据的基波分量的幅值,以及输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差,采用迟滞特性的描述函数模型确定齿轮传动系统中的间隙参数。

[0010] 在一个可能实现的方式中,根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,包括:

[0011] 根据系统传函整定伺服电机控制器参数以调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定

状态,系统传函的形式为:

$$[0012] \quad G_n(s) = \frac{m_0}{s} G_p(s) G_f(s) G_c(s) = K G_n^*(\tau s) = \frac{K}{\tau s(\tau s + 1)^n}$$

[0013] 其中,K是待定增益系数, $K > 0$; τ 是时间常数, $\tau > 0$; $n \geq 2$ 为待定正整数; $G_c(s)$ 为位置环线性控制器的值, $G_f(s)$ 为位移测量滤波环节的值, $G_p(s)$ 为低频时驱动电机与齿轮传动系统构成的一阶环节的值。

[0014] 在一个可能实现的方式中,根据系统传函整定伺服电机控制器参数,包括:

[0015] 根据系统传函,采用因间隙的作用而交替出现的电机空载及加载现象,以及建立的间隙反向耦合非线性及其串联型描述函数模型整定伺服电机控制器参数。

[0016] 在一个可能实现的方式中,采用迟滞特性的描述函数模型确定齿轮传动系统中的间隙参数,包括:

[0017] 迟滞特性的描述函数满足以下表达式:

$$[0018] \quad \begin{cases} \frac{Y_1(j\omega)}{X_1(j\omega)} = m_0 N^*(x), x = \frac{\delta}{X_{1m}}, 0 \leq 2\delta \leq X_{1m} \\ N^*(x) = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(1 - 2x) + (1 - 2x)\sqrt{1 - (1 - 2x)^2} \right] - j \frac{4x(1 - x)}{\pi} \end{cases}$$

[0019] 其中, $j = \sqrt{-1}$; $X_1(t)$ 为输入数据 $X(t)$ 的基波分量,其幅值为 X_{1m} , $X_1(j\omega)$ 则为输入数据 $X_1(t)$ 的傅立叶变换, $Y_1(j\omega)$ 则为输出数据 $Y_1(t)$ 的傅立叶变换, m_0 为齿轮传动比系数, 2δ 为待确定的间隙参数。

[0020] 在一个可能实现的方式中,根据输入数据的基波分量的幅值,以及输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差,采用迟滞特性的描述函数模型确定齿轮传动系统中的间隙参数,包括:

[0021] 采用根据 $X_1(t)$ 的幅值 X_{1m} 及其与从动齿轮响应 $Y_1(t)$ 之间相位差 ϕ^* ,可以获得真实的振荡点 x^* ,以及间隙参数 δ 的确定值 $\hat{\delta}$,其表达式是:

$$[0022] \quad \begin{cases} \frac{4x^*(1 - x^*)}{\pi/2 + \sin^{-1}(1 - 2x^*) + (1 - 2x^*)\sqrt{1 - (1 - 2x^*)^2}} = \tan \phi^* \\ \hat{\delta} = x^* X_{1m} \end{cases}$$

[0023] 第二方面,提供了一种齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识装置,装置包括:

[0024] 调整模块,用于根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,使伺服电机产生一个临界稳定的低频、低幅值的弱振正弦激励信号;

[0025] 获取模块,用于通过离散采样获取一段时间范围内齿轮传动系统中主动齿轮输入的激励角位移数据信号和从动齿轮的输出响应角位移数据信号;

[0026] 处理模块,用于提取多个完整周期内的主动齿轮的激励角位移数据信号和从动齿轮的输出响应角位移数据信号,并匹配同一周期内的输入和输出数据,对每个完整周期内的输入数据和输出数据进行傅里叶变换,获得输入数据的基波分量的幅值,以及输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差;

[0027] 处理模块,还用于根据输入数据的基波分量的幅值,以及输入数据与输出数据的

基波分量之间的相位差,采用迟滞特性的描述函数模型确定齿轮传动系统中的间隙参数。

[0028] 在一个可能实现的方式中,调整模块用于根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,包括:

[0029] 调整模块用于根据系统传函整定伺服电机控制器参数以调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,系统传函的形式为:

$$[0030] \quad G_n(s) = \frac{m_0}{s} G_p(s) G_f(s) G_c(s) = K G_n^*(\tau s) = \frac{K}{\tau s (\tau s + 1)^n}$$

[0031] 其中,K是待定增益系数, $K > 0$; τ 是时间常数, $\tau > 0$; $n \geq 2$ 为待定正整数; $G_c(s)$ 为位置环线性控制器的值, $G_f(s)$ 为位移测量滤波环节的值, $G_p(s)$ 为低频时驱动电机与齿轮传动系统构成的一阶环节的值。

[0032] 在一个可能实现的方式中,调整模块用于根据系统传函整定伺服电机控制器参数,包括:

[0033] 调整模块用于根据系统传函,采用因间隙的作用而交替出现的电机空载及加载现象,以及建立的间隙反向耦合非线性及其串联型描述函数模型整定伺服电机控制器参数。

[0034] 在一个可能实现的方式中,处理模块采用迟滞特性的描述函数模型确定齿轮传动系统中的间隙参数,包括:

[0035] 迟滞特性的描述函数满足以下表达式:

$$[0036] \quad \begin{cases} \frac{Y_1(j\omega)}{X_1(j\omega)} = m_0 N^*(x), x = \frac{\delta}{X_{1m}}, 0 \leq 2\delta \leq X_{1m} \\ N^*(x) = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(1 - 2x) + (1 - 2x) \sqrt{1 - (1 - 2x)^2} \right] - j \frac{4x(1 - x)}{\pi} \end{cases}$$

[0037] 其中, $j = \sqrt{-1}$; $X_1(t)$ 为输入数据 $X(t)$ 的基波分量,其幅值为 X_{1m} , $X_1(j\omega)$ 则为输入数据 $X_1(t)$ 的傅立叶变换, $Y_1(j\omega)$ 则为输出数据 $Y_1(t)$ 的傅立叶变换, m_0 为齿轮传动比系数, 2δ 为待确定的间隙参数。

[0038] 在一个可能实现的方式中,处理模块用于根据输入数据的基波分量的幅值,以及输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差,采用迟滞特性的描述函数模型确定齿轮传动系统中的间隙参数,包括:

[0039] 处理模块采用根据 $X_1(t)$ 的幅值 X_{1m} 及其与从动齿轮响应 $Y_1(t)$ 之间相位差 ϕ^* ,可以获得真实的振荡点 x^* ,以及间隙参数 δ 的确定值 $\hat{\delta}$,其表达式是:

$$[0040] \quad \begin{cases} \frac{4x^*(1 - x^*)}{\pi/2 + \sin^{-1}(1 - 2x^*) + (1 - 2x^*) \sqrt{1 - (1 - 2x^*)^2}} = \tan \phi^* \\ \hat{\delta} = x^* X_{1m} \end{cases}$$

[0041] 基于提供的确定齿轮传动系统中闭环间隙参数的方法和装置,通过利用间隙反向耦合非线性模型及近似计算结果,对齿轮传动系统进行闭环弱激励控制器的设计及参数整定,使系统产生稳定的振荡,利用输入激励及输出齿轮的角位移测量参数,通过激励的幅值及输入输出间的相位差,求解振荡点参数,得到间隙参数。在间隙迟滞特性特征基础上,引入了因加载和卸载过程交替致使驱动电机时间常数跳变而出现的间隙反向耦合非线性,面

向服役中的系统进行闭环间隙辨识,方法具备有效性和便捷性。

附图说明

- [0042] 图1为本发明实施例提供的一种齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识方法流程图;
- [0043] 图2为本发明实施例提供的一种闭环伺服电机激振动传感系统结构示意图;
- [0044] 图3为本发明实施例提供的 T_p 跳变与恒定的 \dot{x} 响应比较的曲线示意图;
- [0045] 图4为本发明实施例提供的一种 (K^*, τ^*) 与振荡点 x^* 的下界值 x_b 的曲线示意图;
- [0046] 图5为本发明实施例提供的一种不同间隙真值下的振荡点 x^* 的曲线示意图;
- [0047] 图6为本发明实施例提供的一种实际震荡频率和辨识误差的曲线示意图;
- [0048] 图7为本发明实施例提供的一种幅频积系数的示意图;
- [0049] 图8为本发明实施例提供的一种齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识装置结构示意图。

具体实施方式

[0050] 下面将参照附图更详细地描述本公开的示例性实施例。虽然附图中显示了本公开的示例性实施例,然而应当理解,可以以各种形式实现本公开而不应被这里阐述的实施例所限制。相反,提供这些实施例是为了能够更透彻地理解本公开,并且能够将本公开的范围完整的传达给本领域的技术人员。

[0051] 本发明实施例讨论的对象为由直流力矩电机和刚性齿轮传动系统及其负载构成的含有齿轮传动系统间隙的闭环伺服系统。在本发明实施例中,可以称直流力矩电机为驱动电机,刚性齿轮传动系统称齿轮传动系统。

[0052] 图1为本发明实施例提供的一种齿轮传动系统中间隙的闭环辨识方法流程图。如图1所示,该方法可以包括以下步骤:

[0053] S101,根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,使伺服电机产生一个临界稳定的低频、低幅值的弱振正弦激励信号。

[0054] 在存在间隙的齿轮传动系统中,通过整定控制器参数,将系统校正在恰好处于闭环临界稳定状态,使伺服电机产生一个临界稳定的低频、低幅值弱振正弦激励信号。

[0055] S102,通过离散采样获取一段时间范围内所述齿轮传动系统中主动齿轮输入的激励角位移数据信号和从动齿轮的输出响应角位移数据信号。

[0056] 在系统运行的过程中,通过离散采样,记录一定时间范围内系统中主动齿轮的激励角位移数据信号及从动齿轮的输出响应角位移数据信号。

[0057] S103,提取多个完整周期内的所述主动齿轮的激励角位移数据信号和所述从动齿轮的输出响应角位移数据信号,并匹配同一周期内的输入和输出数据,对每个完整周期内的所述输入数据和所述输出数据进行傅里叶变换,获得所述输入数据的基波分量的幅值,以及所述输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差。

[0058] 在激励曲线达到稳定振荡状态后,截取包含多个完整周期信号的离散采样信号,匹配同一周期内的输入及输出数据,对单个完整周期数据进行傅立叶变换,获得输入数据 $X(t)$ 的基波分量 $X_1(t)$ 的幅值 X_{1m} ,以及输入基波分量 $X_1(t)$ 与输出基波分量 $Y_1(t)$ 的相位差

ϕ^* 。

[0059] S104,根据所述输入数据的基波分量的幅值,以及所述输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差,采用迟滞特性的描述函数模型确定所述齿轮传动系统中的间隙参数。

[0060] 建立基于闭环弱振激励齿轮的传动系统间隙辨识模型,得到间隙参数的辨识值,通过 X_{1m} 与 ϕ^* ,利用迟滞特性的描述函数模型辨识间隙参数 δ 。

[0061] 在本发明实施例中,需要理解S101中,闭环系统产生临界稳定低频、低幅值弱振正弦激励信号,及在此基础上进行间隙参数辨识的原理,需要进行详细说明。

[0062] 在说明间隙参数识别原理之前,首先,说明一下驱动电机间隙反向耦合非线性的存在性以及电机与齿轮串联后的描述函数模型。

[0063] 如图2所示,图2为本发明实施例提供的一种闭环伺服电机激振动传感系统结构示意图。图2所示的伺服电机系统为仅考虑位置环的闭环伺服电机传动系统。该系统包括位置环线性控制器 $G_c(s)$,位移测量滤波环节 $G_f(s)$,以及驱动电机与齿轮传动系统的组合。

[0064] 忽略齿轮传动系统中摩擦或弹性影响,当存在间隙时,主动齿轮角位移 X 与从动齿轮角位移 Y 之间的状态传递非线性关系表现为一个常规的迟滞特性,其模型可用一阶谐波意义下的描述函数表示:

$$[0065] \begin{cases} \frac{Y_1(j\omega)}{X_1(j\omega)} = m_0 N^*(x), x = \frac{\delta}{X_{1m}}, 0 \leq 2\delta \leq X_{1m} \\ N^*(x) = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(1-2x) + (1-2x)\sqrt{1-(1-2x)^2} \right] - j \frac{4x(1-x)}{\pi} \end{cases} \quad (1)$$

[0066] 其中, $j = \sqrt{-1}$; $X_1(t)$ 为输入数据 $X(t)$ 的基波分量,其幅值为 X_{1m} , $X_1(j\omega)$ 则为 $X_1(t)$ 的傅立叶变换, $Y_1(j\omega)$ 则为 $Y_1(t)$ 的傅立叶变换, m_0 为齿轮传动比系数, 2δ 为待辨识的间隙参数。

[0067] 这个迟滞特性在仅仅孤立的考虑齿轮传动系统之间的非线性位移关系时是成立的,但当将驱动电机与齿轮系统和负载共同串联在一起时,驱动电动力学特性、负载特性和齿轮传动三者之间的产生耦合性变化。

[0068] 在低频时,直流驱动电机的动力学可以简化为由驱动时间常数 T_p 所构成的一阶环节来表征,即

$$[0069] \frac{\dot{X}(s)}{u(s)} = G_{T_p}(s) = \frac{K_p}{T_p s + 1}$$

[0070] 其中, $K_p > 0$ 为静态增益。 T_p 综合反映了电机的综合驱动能力和“负重”的程度。

[0071] 在间隙存在时的系统往复运动中,这个时间常数就会因间隙的作用而出现齿轮完整啮合前、后的空载($T_p = T_m$)与加载($T_p = T_m$)相交替的两种改变。

[0072] 这种现象正是以齿轮传递中迟滞特性为起因,以其对前端综合驱动动力学特征参数 T_p 的反向“调制”所导致,进而产生与恒定加载情形下的定常传递函数有差异的新特性,将此新特性称为间隙反向耦合非线性。

[0073] 如图3所示,为用幅值为 U_m 和适当周期 T 的方波作为激励函数 $u(t)$,来直观地比较 T_p 参数受到变载影响与其恒定两种情形下 \dot{X} 的稳态响应差异示意图。

[0074] 恒载时 \dot{X} 直接按照简单规律 $K_p U_m (1 - 2e^{-t/T_M})$ 变化。

[0075] 变载时需要经历三个不同的变化过程：

[0076] 1、在本周期起始时刻，因传动系统加载 $T_P = T_M$ 而与后者规律相同，直至 $\dot{X}(t_0) = 0$ ；

[0077] 2、传动系统因卸载而使 T_P 跳变到 T_m ，表现为 \dot{X} 按 $K_p U_m (1 - e^{-(t-t_0)/T_m})$ 规律快速上升，直到再次加载时刻 $t_1 = \{t < T/2 | X(t) - X(t_0) = 2\delta\}$ 为止；

[0078] 3、 \dot{X} 变量再次以时间常数 T_m 的指数律向 $K_p U_m$ 逼近。

[0079] 由于承载的反向“调制”，将导致主动端速率在按加载时间常数变化过程中被嵌入了一个短暂的空载加速段。其后半周期亦反向类似。

[0080] 求解 $X(t)$ 与 $u(t)$ 之间在一阶谐波意义下的频域传递特性，有稳态周期解为公式(2)：

$$[0081] \quad \begin{cases} \dot{X}(t) = \begin{cases} K_p U_m [1 - q(\omega t, \theta_1)], & 0 \leq t < T/2; \omega = 2\pi/T \\ -K_p U_m [1 - q(\omega t - \pi, \theta_1)], & T/2 \leq t < T \end{cases} \\ q(\theta, \theta_1) = \begin{cases} (2 - \eta)e^{-\theta/\theta_M}, & 0 \leq \theta < \theta_0 \\ e^{-\Delta\theta/\theta_m}, & \theta_0 \leq \theta \leq \theta_1 \\ \eta e^{(\pi - \theta)/\theta_M}, & \theta_1 < \theta < \pi \end{cases} \quad \begin{cases} \theta = \omega t, \theta_M = \omega T_M \\ \theta_m = \omega T_m, \theta_1 = \omega t_1 \\ \theta_0 = \omega t_0 = \theta_M \ln(2 - \eta) \end{cases} \\ \eta = e^{-\Delta\theta/\theta_m} e^{-(\pi - \theta_1)/\theta_M} \text{ 或 } \eta = (2 - \eta)e^{-\pi/\theta_M} e^{-\Delta\theta(1/\theta_m - 1/\theta_M)}; \Delta\theta = \theta_1 - \theta_0 \end{cases}$$

[0082] 因 $u_1(t)$ 的幅值为 $4U_m/\pi$ ，则由(2)式可得 $\dot{X}(t)$ 与 $u(t)$ 之间频域传递关系的归一化一阶谐波系数为公式(3a)：

$$[0083] \quad \begin{cases} a_1 = \frac{2}{K_p T} \int_0^T \frac{\dot{X}(t) \cos(\omega t) dt}{4U_m/\pi} = -\frac{1}{2} \int_0^\pi q(\theta, \theta_1) \cos \theta d\theta \\ b_1 = 1 - \frac{1}{2} \int_0^\pi q(\theta, \theta_1) \sin \theta d\theta \end{cases}$$

[0084] 通过积分展开与整理，得到 X 与 u 之间在一阶谐波意义下的传递关系和反向耦合非线性的频域表达式：

$$[0085] \quad \frac{X_1(j\omega)}{u_1(j\omega)} = K_p \frac{(b_1 + ja_1)}{j\omega} = G_{T_M}(j\omega) N_c(\theta_m, \theta_M, x) \quad (3b)$$

$$[0086] \quad \begin{aligned} N_c(\theta_m, \theta_M, x) &= b_1 - \theta_M a_1 + j[a_1 + \theta_M b_1] \\ &= 1 + p(\theta_0) - e^{-\Delta\theta/\theta_m} p(\theta_1) + j[\dot{p}(\theta_0) - e^{-\Delta\theta/\theta_m} \dot{p}(\theta_1)] \quad (3c) \end{aligned}$$

$$[0087] \quad p(\theta) = \frac{\theta_M - \theta_m}{2\sqrt{1 + \theta_m^2}} \sin(\theta + \tan^{-1} \theta_m) \quad (3d)$$

[0088] 由此，当间隙存在时，电机驱动动力学的频域特性可由线性定常环节 $G_{T_M}(j\omega)$ 与间隙反向耦合非线性的一阶谐波特性模型 $N_c(\theta_m, \theta_M, x)$ 通过串联形式加以近似化的等效表征。后者同时与频率和间隙的振荡点参数 x 相关，是一个具有多值性的双输入形式的描述函

数。

[0089] 至此,给出的 $N_c(\theta_m, \theta_M, x)$,称为间隙反向耦合非线性的串联型描述函数模型。

[0090] 进一步根据 t_1 的物理含义,可利用公式(2)式推得:

$$[0091] \quad \int_{t_0}^{t_1} \dot{X}(t) dt = X(t_1) - X(t_0) = [\Delta\theta - \theta_m(1 - e^{-\Delta\theta/\theta_m})] K_p U_m / \omega = 2\delta$$

[0092] 再由公式(3b)有 $X_{1m} = 4|N_c| K_p U_m / \pi\omega\sqrt{1 + \theta_M^2}$ 。注意到 x 的定义及公式(2)式中 θ_0 与 η 的关系,经整理得到下式:

$$[0093] \quad \Delta\theta = \theta_m(1 - e^{-\Delta\theta/\theta_m}) + \frac{8x|N_c(\theta_m, \theta_M, x)|}{\pi\sqrt{1 + \theta_M^2}} \quad (4a)$$

$$[0094] \quad \theta_0 = \theta_M \ln \frac{2}{1 + e^{-\pi/\theta_M} e^{-\Delta\theta(1/\theta_m - 1/\theta_M)}} \quad (4b)$$

[0095] 至此得到了 θ_0, θ_1 与 $N_c(\theta_m, \theta_M, x)$ 的清晰关系。

[0096] 当 $T_M = T_m$ 时,系统驱动环节的动力学特性不会因间隙发生变化,即 $N_c(\theta_m, \theta_M, x) \triangleq 1$ 。

[0097] 对于 $x=0$ 时,由(4a)知 $\Delta\theta=0$,进而由间隙反向耦合产生的非线性现象消失。

[0098] 一般情形下,需要通过(3c)、(3d)和(4)式的联立求得不同的 T_m, T_M 和 ω 下的精确数值解,只是这个求解过程比较复杂和繁琐。

[0099] 为了降低求解的复杂度,需要进行模型的简化。

[0100] 由(2)式知 $\eta \leq e^{-(\pi - \theta_0)/\theta_M} = (2 - \eta)e^{-\pi/\theta_M}$,故当 $T > 9.368T_M$ 时有 $\eta < e^{-4} \approx 0$ 。这意味着在 $T/T_M \geq 10$ (或 $\theta_M \leq 0.2\pi$)的频域内,可将(4b)简化为 $\theta_0 \approx \theta_M \ln 2$ 。

[0101] 令“ $\hat{\$}$ ”表示变量“ $\$$ ”的近似值,并定义 $N_c^*(\theta_m, \theta_M) = 1 + p(\theta_M \ln 2) + j\dot{p}(\theta_M \ln 2)$,则由(3c)、(4a)式可知,当 ω 充分小时有解 $\Delta\theta \approx z_0 = 8x/\pi\sqrt{1 + \theta_M^2}$,而在 $\Delta\theta/\theta_m \geq 4$ 时又有 $\Delta\theta \approx z_1 = \theta_m + z_0|N_c^*|$ 。因这两个极端解之间的过渡性主要是由于指数项 $e^{-\Delta\theta/\theta_m}$ 的存在而产生,故将其做为因子通过桥函数形式将(4a)式右端替换为 $z_1(1 - e^{-\Delta\theta/\theta_m}) + z_0 e^{-\Delta\theta/\theta_m}$,进而拟合得到 $\Delta\theta$ 的近似解 $\Delta\hat{\theta}$,再分别代入(4b)和(3c)中,最终得到近似计算公式(5)如下所示:

$$[0102] \quad \left\{ \begin{array}{l} \Delta\hat{\theta} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\left(\frac{4x|N_c^*(\theta_m, \theta_M)|}{\sqrt{1 + \theta_M^2}} + \frac{9\theta_m}{5} \right)^2 - \left(\frac{9\theta_m}{5} \right)^2} \\ \hat{\theta}_0 = \theta_M \ln \frac{2}{1 + e^{-\pi/\theta_M} e^{-\Delta\hat{\theta}(1/\theta_m - 1/\theta_M)}} \\ \hat{\theta}_1 = \hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta} \\ \hat{N}_c(\theta_m, \theta_M, x) = 1 + p(\hat{\theta}_0) - e^{-\Delta\hat{\theta}/\theta_m} p(\hat{\theta}_1) + j[\dot{p}(\hat{\theta}_0) - e^{-\Delta\hat{\theta}/\theta_m} \dot{p}(\hat{\theta}_1)] \end{array} \right.$$

[0103] 以上建立了间隙反向非线性模型并进行了简化,利用获得的结论,从可实现间隙

参数辨识的角度来看,仅需要在齿轮系的主动端产生出适当的周期函数,以利用其基频幅值及其与从动端基波响应之间的相位差,进行间隙参数辨识。

[0104] 在开环意义下,理论上可以直接构造一个正弦激励。其缺点在于需要幅值上的不断地离线设定又要在线尝试,这对于处于实际服役中的系统(如远在卫星上作业的机械臂)来说,有些过于繁琐和盲目。

[0105] 为了克服以上问题,本公开提出通过更为简捷的闭环方式产生振荡激励,人为整定振荡频率,并控制 $X(t)$ 的一阶谐波幅值使 x 处于预设的范围,既可保证系统对间隙有充分的激励,又能使齿间接触过程中的刚性碰撞效应得以有效降低,并达到自动适应不同的间隙参数辨识的目的。

[0106] 以下说明产生闭环振荡激励的机理及用于间隙参数辨识的技术原理。

[0107] 通常意义下,图2中的 $G_c(s)$ 主要是用于实现稳定的闭环位置控制,用以改善系统的伺服跟踪性能。但仅就间隙参数的辨识而言,不必对处于服役中的闭环系统进行物理性调整(如拆卸、转放于专用台架测试等),而是可以在保持服役系统结构完好的前提下,只是人为简单地将 $G_c(s)$ 则替换为一个新的传递函数,将系统校正在恰好处于闭环临界稳定状态,从而自动产生一个低频、低幅值的弱振激励 $X_1(t)$,进而利用它的幅值 X_{1m} 及其与从动端响应 $Y_1(t)$ 之间相位差的测量值 ϕ^* ,通过(1)式求解振荡点 x^* ,并获得间隙参数 δ 的辨识值 $\hat{\delta}$,即:

$$[0108] \quad \begin{cases} \frac{4x^*(1-x^*)}{\pi/2+\sin^{-1}(1-2x^*)+(1-2x^*)\sqrt{1-(1-2x^*)^2}} = \tan \phi^* \\ \hat{\delta} = x^* X_{1m} \end{cases} \quad (7)$$

[0109] 因此间隙辨识的实现就取决于能否找到满足低频低幅值振荡条件的弱振闭环控制律 $G_c(s)$ 。

[0110] 假设由 $G_c(s)$ 将这个闭环振荡系统的线性部分 $G_n(s)$ 整定为如下形式:

$$[0111] \quad G_n(s) = \frac{m_0}{s} G_p(s) G_f(s) G_c(s) = K G_n^*(\tau s) = \frac{K}{\tau s (\tau s + 1)^n} \quad (8)$$

[0112] 这里, $K>0$, $\tau>0$ 分别是待定增益和时间常数; $n \geq 2$ 为待定正整数。由 (n, K, τ) 三个参数所整定的 $G_n(j\tau\omega)$ 与 $N^*(x)$ 、 $N_c(\theta_m, \theta_M, x)$ 的关系将决定闭环系统能否维持振荡,也即是否能使 $X(t)$ 成为一个稳定而有效的周期性激励。

[0113] 利用Nyquist判据,对于振荡点参数 (ω^*, x^*) 而言,可将系统闭环稳定振荡问题分解为由 $G_n(j\tau\omega^*)N_c(\theta_m^*, \theta_M^*, x^*)N^*(x^*) = -1$ 所决定的幅值、相位条件,以及复平面上存在一个正数 $x_b < x^*$,使得线段 $\{-1/N^*(x), \forall 0 \leq x \leq x_b\}$ 处于由 $G_n(j\tau\omega)N_c(\theta_m, \theta_M, x^*)$ 构成的围线之外共三个需同时满足的条件。这里, $\theta_m^* = \omega^* T_m$, $\theta_M^* = \omega^* T_M$, ω^* 和 x^* 则分别为 $X_1(t)$ 的角频率和 $x^* = \delta/X_{1m}$ 。

[0114] 为获得传递函数(8)的参数整定值,首先给定 n 并预设振荡点 (ω_s, x_s) ,并用 $\hat{N}_c(\theta_m, \theta_M, x)$ 替代 $N_c(\theta_m, \theta_M, x)$,从而根据前述闭环振荡稳定性的幅值和相位条件得到公式(9):

$$[0115] \quad \begin{cases} \tau^* = \mu_s / \omega_s \\ K^* = \mu_s (1 + \mu_s^2)^{\frac{n}{2}} / |\hat{N}_c(\omega_s T_m, \omega_s T_M, x_s) N^*(x_s)|, 2 \leq n \leq 5; 0 < x_s \leq 0.5 \\ \mu_s = \tan \left\{ \frac{1}{n} \left[\frac{\pi}{2} + \angle N^*(x_s) + \angle \hat{N}_c(\omega_s T_m, \omega_s T_M, x_s) \right] \right\} \end{cases}$$

[0116] 由于在整定参数的公式(9)中采用了 N_c 的近似计算,并且实际的振荡还需要通过 N_c 的多值性特征来自寻稳定到真值的参数点中,因而会使得实际的振荡参数与预设值有所偏差。一般地,我们可经验性地将 x_s 选择在0.29附近。

[0117] 下面结合一组具体的参数对本发明实施所述间隙辨识方法及辨识结果进行说明,对象是直流力矩电机和刚性齿轮传动系($m_0=0.1$)及其负载构成的某角度闭环伺服系统,具体方法是将电流环和速度环作用屏蔽后,仅利用位置环控制器来实现参数整定与闭环系统的振荡过程仿真,记录 $X_1(t)$ 和 $Y_1(t)$ 的测量曲线并提取出两者的相位差和 $X_1(t)$ 的幅值分别为 ϕ^* 和 X_{1m} ,进而再通过(7)实现间隙参数的辨识。

[0118] 略去电枢时间常数影响后,初使化驱动电机模型参数为:静态增益 $K_p=1.1766$,空载下力矩时间常数 $T_m=0.3556$,正常负载时的 $T_M=1.5983$; f_s 和 n 分别设定为0.05Hz, 0.025Hz和2,3,4;间隙参数真值 δ^* 在0.005~0.200之间共选择10个预设的参数点,用以与辨识结果的对比。

[0119] 齿轮系的主、从端角度变量 X 和 Y 均经叠加了标准差为0.002的零均值高斯白噪声。

[0120] 首先计算对于不同设定值 f_s 、 n 和 $x_s=0.29$ 下的 K^* 和 τ^* 值,计算公式为公式(9):

$$[0121] \quad \begin{cases} \tau^* = \mu_s / \omega_s \\ K^* = \mu_s (1 + \mu_s^2)^{\frac{n}{2}} / |\hat{N}_c(\omega_s T_m, \omega_s T_M, x_s) N^*(x_s)|, 2 \leq n \leq 5; 0 < x_s \leq 0.5 \\ \mu_s = \tan \left\{ \frac{1}{n} \left[\frac{\pi}{2} + \angle N^*(x_s) + \angle \hat{N}_c(\omega_s T_m, \omega_s T_M, x_s) \right] \right\} \end{cases}$$

[0122] 其中,

$$[0123] \quad \hat{N}_c(\theta_m, \theta_M, x) = 1 + p(\hat{\theta}_0) - e^{-\Delta\hat{\theta}/\theta_m} p(\hat{\theta}_1) + j[p(\hat{\theta}_0) - e^{-\Delta\hat{\theta}/\theta_m} p(\hat{\theta}_1)]$$

[0124] 进一步得到公式(5)和公式3(d):

$$[0125] \quad \begin{cases} \Delta\hat{\theta} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\left(\frac{4x|N_c^*(\theta_m, \theta_M)|}{\sqrt{1+\theta_M^2}} + \frac{9\theta_m}{5} \right)^2 - \left(\frac{9\theta_m}{5} \right)^2} \\ \hat{\theta}_0 = \theta_M \ln \frac{2}{1+e^{-\pi/\theta_M} e^{-\Delta\hat{\theta}(1/\theta_m - 1/\theta_M)}} \\ \hat{\theta}_1 = \hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta} \end{cases} \quad (5)$$

$$[0126] \quad p(\theta) = \frac{\theta_M - \theta_m}{2\sqrt{1+\theta_m^2}} \sin(\theta + \tan^{-1} \theta_m) \quad (3d)$$

[0127] K^* 和 τ^* 的计算结果见图4所示。

[0128] 按 K^* 和 τ^* 的计算值对控制器传函参数进行整定,从0时刻开始,记录0s~1000s的输入齿轮及输出齿轮的角位移数值。

[0129] 截取900s-1000s的输入输出数据,此阶段系统已达到临界稳定状态,实现稳定的振荡。

[0130] 对数据进行滤波处理获得真实的测量值 $X(t)$ 及 $Y(t)$,滤波环节为:

$$[0131] \quad G_f(s) = 1 / (0.1s+1)^2 \quad (10)$$

[0132] 取900s时刻后输入值第一次从负值接近0的时刻为第一个有效周期的起占 t_1^* ,第 i 次从负值接近0的时刻为第 i 个有效周期的起占 t_i^* ($i = 1, \dots, n_T^*$), n_T^* 为900s-1000s中完整有效的周期个数,计算实际的周期值 T^* :

$$[0133] \quad T^* = \sum_{i=1}^{n_T^*} (t_i^* - t_{i-1}^*) / (n_T^* - 1) \quad (11)$$

[0134] 系统的实际的振荡频率为:

$$[0135] \quad f^* = \frac{1}{T^*} \quad (12)$$

[0136] 以第一个周期数据为例,对输入数据 $X(t)$ 及输出数据 $Y(t)$ 进行傅立叶变换,提取输入数据基波分量 $X_1(t)$ 以及输出数据基波分量 $Y_1(t)$ 。

[0137] 由 $X_1(t)$ 获得幅值 X_{1m} 及相位角 ϕ_{X1} 。

[0138] 由 $Y_1(t)$ 获得相位角 ϕ_{Y1} 。

[0139] $X_1(t)$ 与 $Y_1(t)$ 间相位差的测量值 $\phi^* = \phi_{X1} - \phi_{Y1}$ 。

[0140] 利用 ϕ^* ,求解振荡点 x^* ,通过振荡点参数 x^* 与输入数据基波分量的幅值 X_{1m} 之间的关系,得到间隙参数 δ 的辨识值 $\hat{\delta}$,用到的公式(7)为:

$$[0141] \quad \begin{cases} \frac{4x^*(1-x^*)}{\pi/2 + \sin^{-1}(1-2x^*) + (1-2x^*)\sqrt{1-(1-2x^*)^2}} = \tan \phi^* \\ \hat{\delta} = x^* X_{1m} \end{cases}$$

[0142] 对 n_T^* 个有效周期的输入数据 $X(t)$ 及输出数据 $Y(t)$ 进行同样的处理,利用每个周期的 X_{1m} , ϕ^* ,对系统的实际振荡点和间隙进行辨识,记第 i 个周期的振荡点为 x_i^* ,间隙辨识值为 $\hat{\delta}_i$ 。

[0143] 对应一个真实间隙的试验,其间隙参数辨识值为:

$$[0144] \quad \hat{\delta} = \frac{\sum \hat{\delta}_i}{n_T^*}$$

[0145] 对不同的间隙值进行同样的试验、数据处理、间隙辨识,图5和图6给出了不同间隙的真值下实际振荡的参数点 x^* 及振荡频率与预设频率的误差。

[0146] 由图5图6可以看出 $\delta^* \geq 0.025$ 情形下的实际振荡参数(f^*, x^*)都相对恒定,但与预设值(f_s, x_s)有所差别。前者比 f_s 大了约7.5%~15%,后者则比 x_s 减小了约0.07~0.18。这种差别是由于 $N_c(\theta_m, \theta_M, x)$ 内在的多值性原因所产生。

[0147] 实际振荡频率 f^* 与 n 和 f_s 均呈正向关系,而 x^* 本身则正好相反,较小的 n 和 f_s 会使之有所升高,表明更低的频率和更小的 n 值将有利于适当降低幅值 X_{1m} 。但当预设频率较低且间隙真值很小时(如 $\delta^* < 0.025$ 和 $f_s = 0.025$ 情形),附加的高斯测量噪声对于振荡参数的提取

计算可能会有一定的影响。

[0148] 在由图6给出的将闭环振荡响应过程处理后的间隙辨识结果曲线中,同样显示出测量噪声对于 $\delta^* < 0.025$ 和 $f_s = 0.025$ 情形下的辨识精度有较之 $f_s = 0.050$ 时有放大性的影响,其前、后者情形的最大辨识误差分别为4.60%和2.93%。在 $\delta^* \geq 0.050$ 后,辨识误差的分布比较平坦且差别不大,都在2.16%-2.64%之间,而且对n值的变化也不敏感。这反映了在测量精度足够的情况下,本公开提出的闭环间隙辨识方法本身所能达到的精度水平。

[0149] 从图7所给出的幅频积系数曲线来看,低的n和 f_s 确会使 M_f 更小,这会更有利于削减齿轮传动系统在空载反转过程中出现附加的碰撞干扰。

[0150] 图1至图7描述了齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识方法,下面结合附图8对本发明实施例提供的齿轮传动系统中间隙参数的闭环辨识装置进行描述。

[0151] 如图8所示,该闭环辨识装置可以包括:调整模块、获取模块、处理模块。在本发明实施例中,调整模块也可以称为控制模块,获取模块也可以称为测量模块,处理模块可以包括储处理模块和辨识模块,辨识模块也可以称为确定模块。在本发明实施例中,对模块的具体名称不做限制。

[0152] 调整模块,用于根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,使伺服电机产生一个临界稳定的低频、低幅值的弱振正弦激励信号;

[0153] 获取模块,用于通过离散采样获取一段时间范围内齿轮传动系统中主动齿轮输入的激励角位移数据信号和从动齿轮的输出响应角位移数据信号;

[0154] 处理模块,用于提取多个完整周期内的主动齿轮的激励角位移数据信号和从动齿轮的输出响应角位移数据信号,并匹配同一周期内的输入和输出数据,对每个完整周期内的输入数据和输出数据进行变换,获得输入数据的基波分量的幅值,以及输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差;

[0155] 处理模块,还用于根据输入数据的基波分量的幅值,以及输入数据与输出数据的基波分量之间的相位差,采用迟滞特性的描述函数模型确定齿轮传动系统中的间隙参数。

[0156] 在一个可能实现的方式中,调整模块用于根据伺服电机控制器参数调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,包括:

[0157] 调整模块用于根据系统传函整定伺服电机控制器参数以调整齿轮传动系统处于闭环临界稳定状态,系统传函的形式为:

$$[0158] \quad G_n(s) = \frac{m_0}{s} G_p(s) G_f(s) G_c(s) = K G_n^*(\tau s) = \frac{K}{\tau s (\tau s + 1)^n}$$

[0159] 其中,K是待定增益系数, $K > 0$; τ 是时间常数, $\tau > 0$; $n \geq 2$ 为待定正整数; $G_c(s)$ 为位置环线性控制器的值, $G_f(s)$ 为位移测量滤波环节的值, $G_p(s)$ 为低频时驱动电机与齿轮传动系统构成的一阶环节的值。

[0160] 在一个可能实现的方式中,调整模块用于根据系统传函整定伺服电机控制器参数,包括:

[0161] 调整模块用于根据系统传函,采用因间隙的作用而交替出现的电机空载及加载现象,以及建立的间隙反向耦合非线性及其串联型描述函数模型整定伺服电机控制器参数。

[0162] 在一个可能实现的方式中,处理模块采用迟滞特性的描述函数模型确定齿轮传动系统中的间隙参数,包括:

[0163] 迟滞特性的描述函数满足以下表达式：

$$[0164] \quad \begin{cases} \frac{Y_1(j\omega)}{X_1(j\omega)} = m_0 N^*(x), x = \frac{\delta}{X_{1m}}, 0 \leq 2\delta \leq X_{1m} \\ N^*(x) = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(1-2x) + (1-2x)\sqrt{1-(1-2x)^2} \right] - j \frac{4x(1-x)}{\pi} \end{cases}$$

[0165] 其中, $j = \sqrt{-1}$; $X_1(t)$ 为输入数据 $X(t)$ 的基波分量, 其幅值为 X_{1m} , $X_1(j\omega)$ 则为输入数据 $X_1(t)$ 的傅立叶变换, $Y_1(j\omega)$ 则为输出数据 $Y_1(t)$ 的傅立叶变换, m_0 为齿轮传动比系数, 2δ 为待确定的间隙参数。

[0166] 在一个可能实现的方式中, 处理模块用于根据输入数据的基波分量的幅值, 以及输出数据的基波分量的相位差, 采用迟滞特性的描述函数模型确定齿轮传动系统中的间隙参数, 包括:

[0167] 处理模块采用根据 $X_1(t)$ 的幅值 X_{1m} 及其与从动齿轮响应 $Y_1(t)$ 之间相位差 ϕ^* , 可以获得真实的振荡点 x^* , 以及间隙参数 δ 的确定值 $\hat{\delta}$, 其表达式是:

$$[0168] \quad \begin{cases} \frac{4x^*(1-x^*)}{\pi/2 + \sin^{-1}(1-2x^*) + (1-2x^*)\sqrt{1-(1-2x^*)^2}} = \tan \phi^* \\ \hat{\delta} = x^* X_{1m} \end{cases}$$

[0169] 以上所述仅为本发明的优选实施例而已, 并不用于限制本发明, 对于本领域的技术人员来说, 本发明可以有各种更改和变化。凡在本发明的精神和原则之内, 所作的任何修改、等同替换、改进等, 均应包含在本发明的保护范围之内。

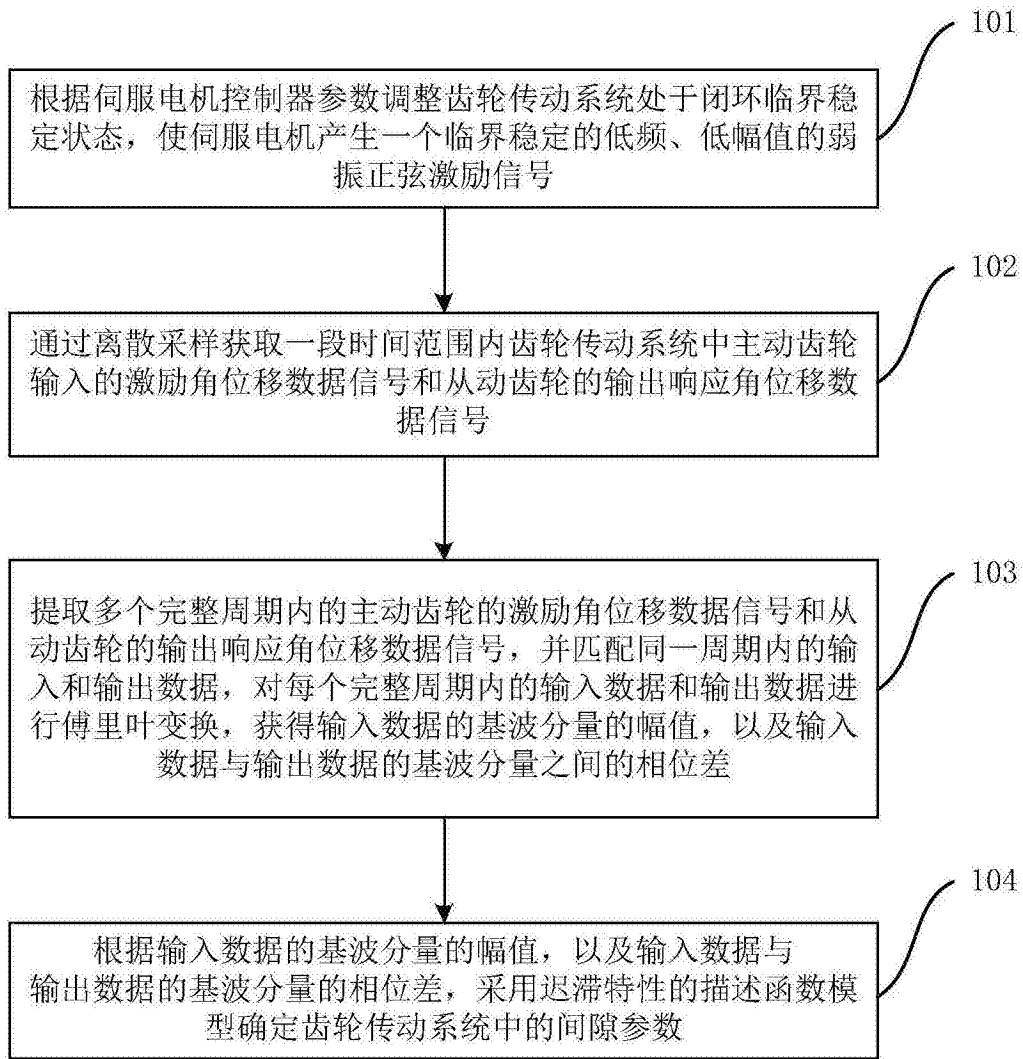


图1

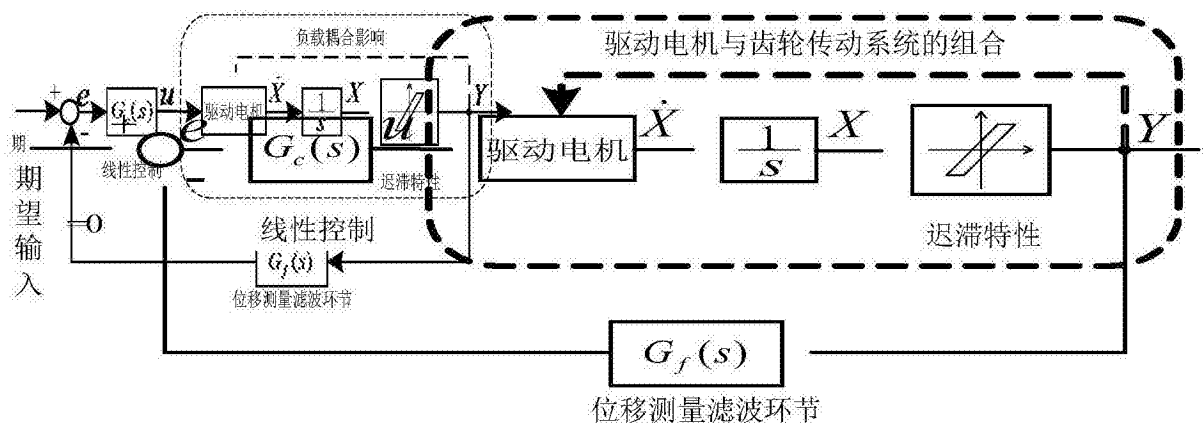


图2

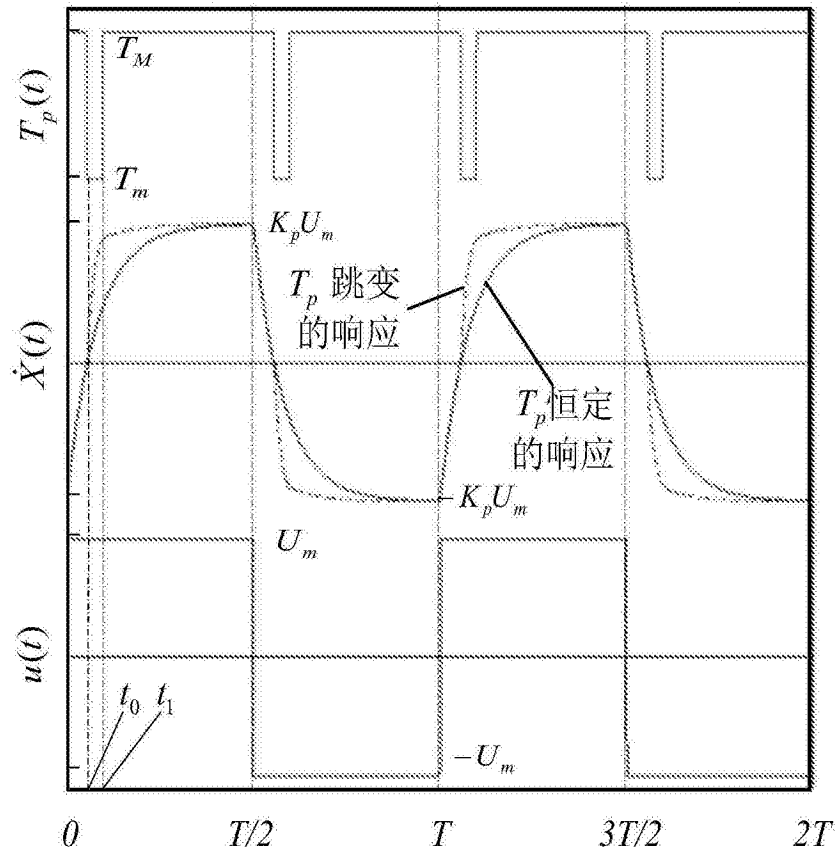


图3

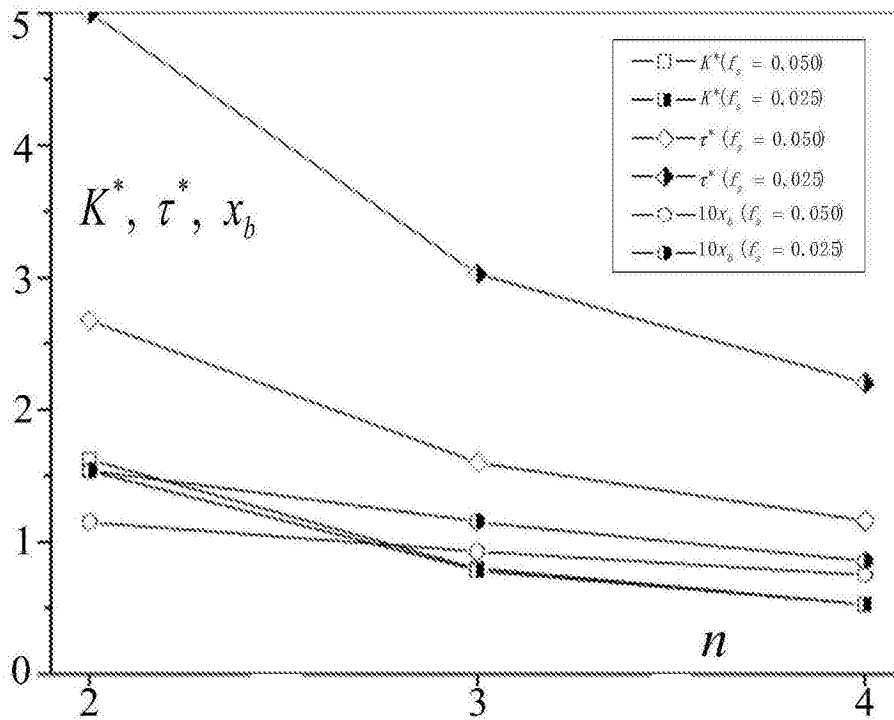


图4

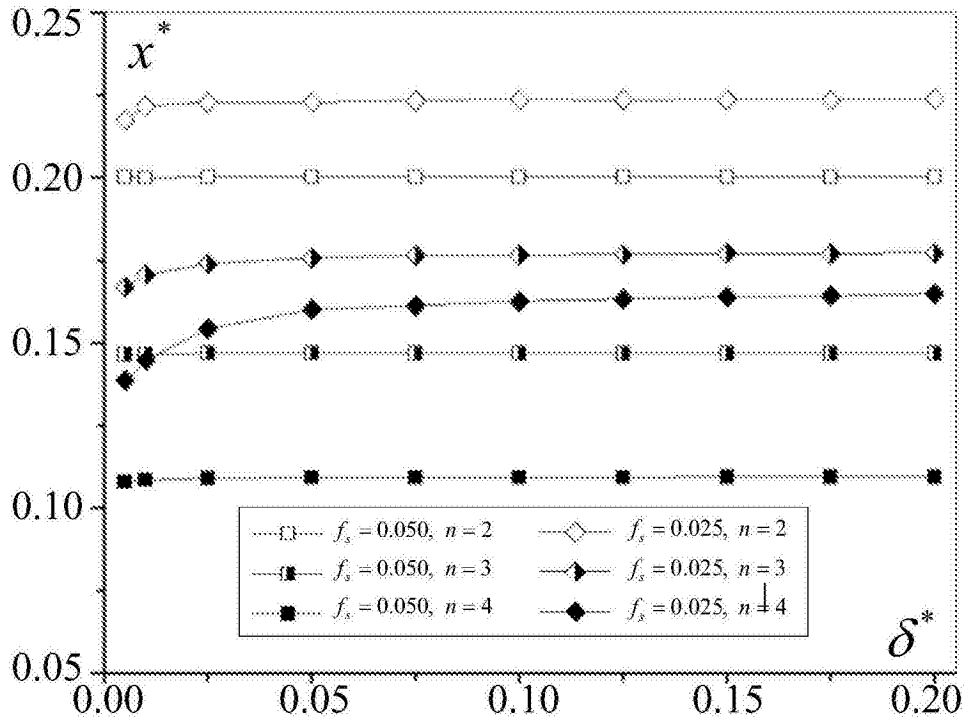


图5

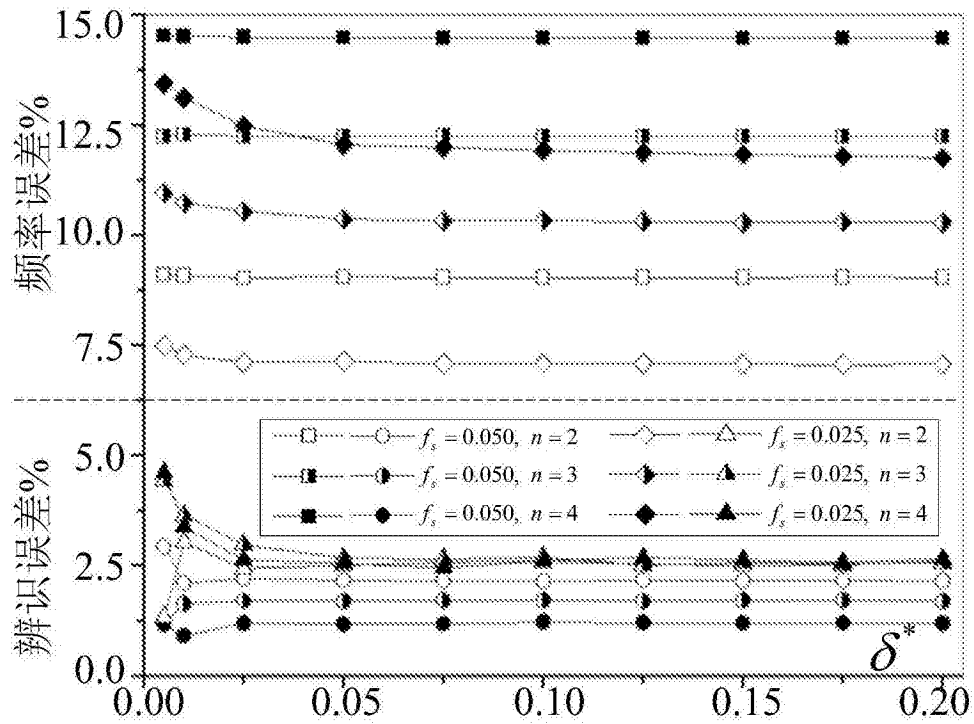


图6

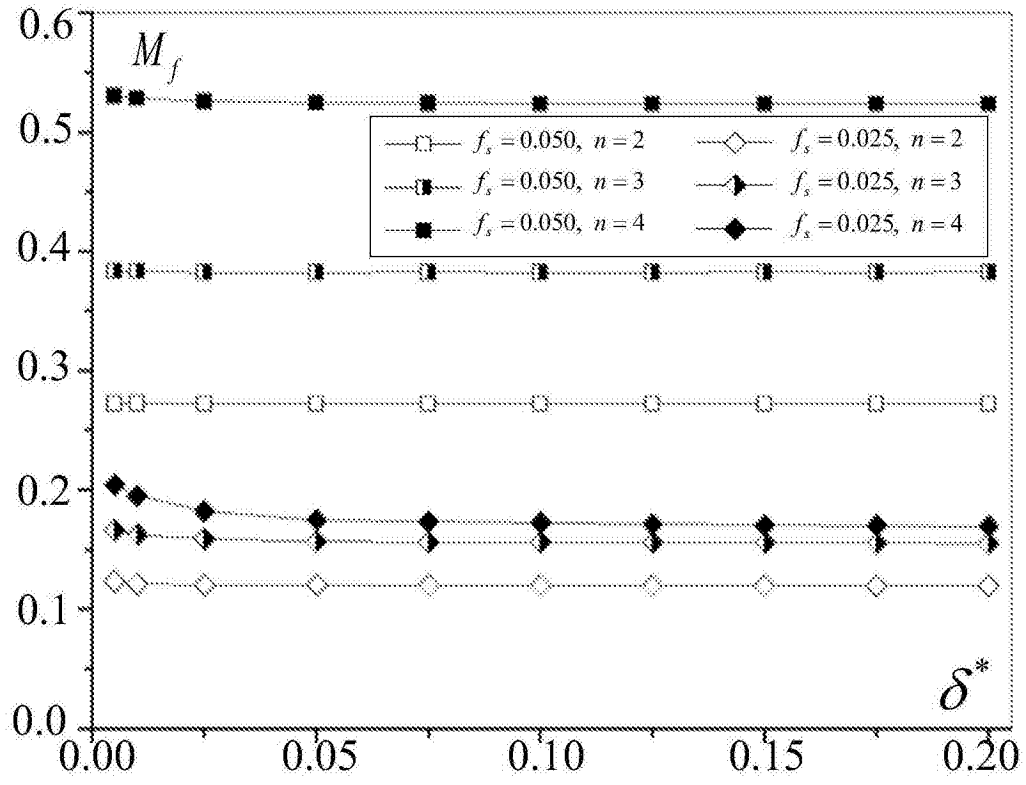


图7

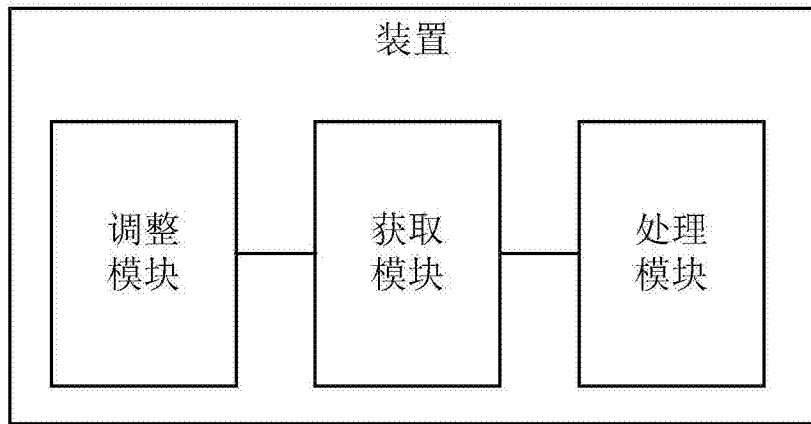


图8