

一种新的角加速度估计方法及其应用

何玉庆^{1,2}, 韩建达¹

(1. 中国科学院沈阳自动化研究所 机器人学重点实验室, 辽宁 沈阳 110016;

2. 中国科学院研究生院, 北京 100080)

摘要: 首先提出了一种新的基于卡尔曼滤波及牛顿预测的角加速度估计方法, 在已知电机驱动系统位置信息的情况下, 利用卡尔曼滤波实时估计系统的角加速度; 同时采用牛顿预测方法解决估计算法的滞后问题, 进一步提高了估计加速度的响应频带. 以此为基础, 本文进一步分析了利用估计加速度进行反馈控制以增强系统对外扰动的鲁棒性问题, 提出了加速度反馈控制策略的设计准则并分析了稳定性. 在一个直接驱动机器人关节上针对上述加速度估计及控制方法进行了实验研究: 将估计加速度的实验结果与实测加速度(利用加速度计)的实验结果进行了比较分析, 从而定量地揭示出估计加速度及其反馈控制在实际系统中的可行性及有效性.

关键词: 加速度控制; 加速度估计; 卡尔曼滤波; 牛顿预测

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

A new angular acceleration estimation method and its application in acceleration feedback control

HE Yu-qing^{1,2}, HAN Jian-da¹

(1. Robotics Laboratory, Institute of Automation, Chinese Academy of Sciences, Shenyang Liaoning 110016, China;

2. Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract: A Newton predictor (NP) is incorporated into the Kalman filter (KF) for online angular acceleration estimation. It intends to reduce the phase lag due to filtering while maintaining or even improving the prediction performance. The acceleration feedback control is applied to design an acceleration close-loop in terms of stability and robustness. Extensive experiments are also conducted on the first joint of a 2-DOF direct-drive manipulator. Results are compared to those obtained by KF-only estimator and by accelerometer, to demonstrate the improvements of the Kalman filter with Newton predictor (KFNP), as well as the feasibility and validity while the estimated acceleration is used for control in place of the measured acceleration by accelerometer.

Key words: acceleration control; acceleration estimation; Kalman filter; Newton predictor

1 引言(Introduction)

对于具有多个自由度的机电系统, 如机器人、数控机床等, 影响其控制性能的主要因素是关节之间的耦合力矩扰动; 通常情况下, 该扰动是时变的、非线性的、与其所处状态(如负载、运动状态等)相关联的. 克服这种扰动的途径主要有两种^[1]:

a) 实时建立被控系统的动力学模型, 通过基于在线模型的控制实现扰动抑制;

b) 针对包含扰动信息的物理状态采用闭环控制加以抑制.

这两种方法都需要依据某个(些)包含扰动信息的状态才能得以实现. 牛顿第二定律表明, 加速度是力/力矩最直接的反映. 因此, 近年来针对如何将加速度反馈用于机电系统控制方面的研究受到了广泛

的关注^[2~9].

加速度反馈控制得以实现的前提是能够实现对加速度信号的测量, 而加速度的测量问题正是目前制约加速度反馈控制在实际系统中获得应用的关键所在. 对于工程实现而言, 角加速度传感器的安装以及加速度计本身的限制性条件, 使得直接对角加速度进行测量的代价很大, 在很多场合下甚至难以实现; 另外, 对于多自由度系统, 加速度测量本身也存在耦合问题, 从而又引了解耦计算量大、解算精度依赖运动学参数等问题. 鉴于此, 并结合目前机电系统中几乎都具备位置测量的特点, 基于角位置测量的角加速度实时估计方法被认为是加速度反馈控制在实际系统上实现的主要途径^[10~15].

对于实际系统而言, 差分运算与低通滤波相结合

是最常用的加速度估计方法,但低通滤波器在抑制高频噪声的同时又会带来相位延迟,使得滤波后的加速度与实际加速度相比存在时间滞后,影响加速度反馈控制的闭环频带,甚至破坏系统稳定性.基于预测的加速度估计方法是解决滤波与滞后之间矛盾的主要手段之一.文献[12~14]中提到用线性回归平滑牛顿法(recursive linear smoothed newton, RLSN)来估计加速度.但是这种方法中假设被估计加速度满足多项式形式;实验结果表明,这种方法的适应范围较小,当应用于更为一般的加速度信号时(比如正弦信号),并不能明显改善由于滤波引起的相位滞后.近年来,卡尔曼滤波(Kalman filter, KF)以其良好的滤波功能而被用于加速度估计^[10,15],这种方法的适用范围较广,但实验结果表明,其实时性效果也并不理想(参见本文4.2节).

本文首先将卡尔曼滤波与牛顿预测器相结合来进行加速度信号的实时估计,目的是利用牛顿预测器进一步增强卡尔曼滤波的预测能力,减小由于滤波造成的相位滞后,提高估计加速度与实测加速度的一致性.以此为基础,进一步分析了加速度反馈控制方法,提出了控制策略的设计准则,分析了稳定性,并以一台两自由度直接驱动机器人作为实验平台,分别将卡尔曼滤波、牛顿预测卡尔曼滤波这两种方法估计出的加速度与实测加速度进行了频域比较研究.实验结果表明本文提出的加速度估计方法估计的加速度与实测加速度具有一致性带宽.同时,本文采用估计加速度的闭环控制与采用实测加速度信号的闭环控制进行了实验比较,进一步验证了新的加速度估计方法用于加速度反馈控制的可行性及有效性.

2 加速度估计方法(Acceleration estimation method)

2.1 基于卡尔曼滤波的加速度估计方法(Acceleration estimation based on Kalman filter)

卡尔曼滤波是一种用迭代方法进行线性系统状态估计问题的策略,由Rudolph E Kalman于1960年提出.本节简要介绍卡尔曼滤波用于加速度估计的原理^[15].

首先假设关节位置信号是噪声驱动的ARMA模型,可表示为

$$\frac{y}{\bar{w}} = \frac{1}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1s + a_0}. \quad (1)$$

其中: y 表示系统的位置输出, $\bar{w}$ 表示噪声.可以证明^[15]在采样时间足够小的情况下系数 $a_{n-1}, \dots, a_1, a_0$ 不会影响卡尔曼滤波的特性,这

样,得到一个由噪声驱动的全积分模型

$$\frac{y}{\bar{w}} = \frac{1}{s^n}. \quad (2)$$

假设只有位置信息是可测量的,那么以位置、速度、加速度为状态,可将模型化为状态空间形式,并离散化得到如下系统:

$$\begin{cases} x_k = Ax_{k-1} + w_{k-1}, \\ z_k = hx_{k-1} + v_k, \end{cases} \quad (3)$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & T & T^2/2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$h = [1 \ 0 \ 0],$$

$$Q = E(w_k w_k^T) = \begin{bmatrix} \frac{T^6}{6} & \frac{T^5}{2} & \frac{T^4}{2} \\ \frac{36}{T^5} & \frac{12}{T^4} & \frac{6}{T^3} \\ \frac{12}{T^4} & \frac{6}{T^3} & \frac{2}{T^2} \end{bmatrix} E(\bar{w}) \approx \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q \end{bmatrix},$$

$$r = E(v_k^2). \quad (4)$$

其中: $x_k = [\theta_k, \omega_k, a_k]^T$ 为 k 时刻的状态, z_k 为 k 时刻的位置测量值; w_k 和 v_k 分别是 3×1 的过程噪声和 1×1 的测量噪声,它们之间是彼此独立的,不同时刻的 w_k 和 v_k 也是彼此独立的. Q 为过程噪声的协方差矩阵(由于 T 一般很小,因此可以忽略高次项), r 为测量噪声的协方差.得到线性模型后,可以直接利用线性卡尔曼滤波器原理进行加速度估计.

2.2 牛顿预测卡尔曼滤波器(Kalman filter with Newton-predictor)

相对于一般的加速度估计方法,卡尔曼滤波器具有良好的性能,但是其响应频带有限(参见本文4.2节),为了进一步改善估计加速度的响应频带,本文提出一种基于牛顿预测与卡尔曼滤波相结合的加速度估计方法:首先,用卡尔曼滤波器来估计加速度信号,这样所得到的加速度信号相对是比较清洁的,可以在一定的条件下用牛顿预测器对加速度信号进行预测以消除相位滞后对估计加速度信号带来的时间滞后,从而改善加速度估计的响应频带.

牛顿预测是一种基于多项式原理的预测方法,首先假设加速度随时间的变化满足式(5),则可以通过牛顿预测器(6)对其进行 n 步超前预测.

$$a(k) =$$

$$\lambda_1 + \lambda_2 k + \lambda_3 k^2 + \cdots + \lambda_M k^{M-1} + \lambda_{M+1} k^M, \quad (5)$$

$$H_M^n(z) = \sum_{k=0}^M (1 - z^{-n})^k. \quad (6)$$

其中: $a(k)$ 为加速度, $\lambda_1 \sim \lambda_{M+1}$ 为多项式系数, M , n 为自然数, M 为所假设的多项式的阶数, n 为预测步长, k 表示离散时间点, z 为离散传递函数的标示符.

牛顿预测器用于预测的优点有两个方面: 首先, 计算简单, 只需要简单的加减乘除运算; 其次, 虽然假设被预测信号对于时间 k 满足 M 阶多项式, 但是并不要求已知多项式的系数, 因此, 它具有一定的自适应性. 从式(6)中可以看出, 牛顿预测器有两个可供选择的参数, 一个是多项式阶数 M , 一个是预测步长 n . M 越大, 加速度信号的逼近效果越好, 但是要用到更多地过去时刻的加速度信息, 这又会一定程度上降低多项式的逼近程度; n 越大, 预测步长越长, 预测误差越大, 而且本文的目的旨在消除加速度信号的滞后, 因此也不宜选的过大. 总之, M 和 n 的选择宜在实际应用中作出恰当的选择. 本文综合上述考虑, 将采用二阶一步牛顿预测器.

将 $M = 2, n = 1$ 得代入式(6), 得到

$$H_2^1(z) = \sum_{k=0}^2 (1 - z^{-1})^k = 3 - 3z^{-1} + z^{-2}. \quad (7)$$

上式表明, 二阶一步牛顿预测器只需要包括当前时刻状态估计值在内的3个状态, 其所包含的时间窗很小, 所以可以在比较大的频率范围内满足二阶多项式的假设要求, 且只需要一次乘法两次加法运算.

3 加速度反馈控制方法(Controller with acceleration feedback)

3.1 加速度反馈控制原理(Principle on acceleration feedback control)

电机驱动系统的基本运动方程可以表示为

$$\tau_a - \tau_n = Ja. \quad (8)$$

其中: τ_a 为电机产生的力矩, τ_n 是作用在电机轴上的扰动力矩, a 表示电机的角加速度, J 表示电机轴及其负载的转动惯量. 设加速度闭环采用比例调节策略, 即

$$\tau_a = k_a(a_{\text{com}} - a). \quad (9)$$

其中: a_{com} 表示加速度给定(通常是速度环调节器的输出), k_a 是加速度控制增益.

通过将 J 分解为定常 $\bar{J}$ 和时变(不确定) ΔJ 两部分, 可以得到

$$a = \frac{k_a}{J + k_a} a_{\text{com}} - \frac{1}{J + k_a} \tau_n = \frac{1}{\frac{\bar{J}}{k_a} + \frac{\Delta J}{k_a} + 1} a_{\text{com}} - \frac{1}{J + k_a} \tau_n. \quad (10)$$

式(10)表明, 如果将 k_a 选的足够大, 即满足 $k_a \gg \max(|\Delta J|, |\tau_n|)$, 则有

$$a = \frac{k_a}{\bar{J}} a_{\text{com}}. \quad (11)$$

式(11)表明, 通过大增益的加速度闭环, 可以将电机系统从一个物理上的力矩源控制成一个等效的加速度源, 即: 可以直接产生加速度, 而不是通过产生力矩而间接地形成加速度; 这样, 不确定的惯量及力矩扰动就不再对控制性能产生影响^[1].

3.2 加速度反馈控制的稳定性分析(Stability of the acceleration feedback controller)

不失一般性, 本文以机械臂这个典型的多自由度机电系统为例, 分析加速度反馈控制的稳定性.

不考虑机械系统的柔性, 一个 n 自由度机械臂的动力学方程可以表示为^[1]

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + B\dot{q} = \tau. \quad (12)$$

其中: q 为广义位置向量, $D(q)$ 为惯性矩阵; $C(q, \dot{q})$ 为哥氏矩阵, $G(q)$ 为重力项, B 为机器臂的阻尼系数矩阵. 4个系数矩阵都是有界的, $D(q)$ 和 B 均为正定的, 且 $\dot{D} - 2C \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 是反对称矩阵. 本文有以下的稳定性定理.

定理 1 加速度闭环稳定性 对于动力学系统(11), 如果 $\|D(q)\|, \|C(q, \dot{q})\|$ (其中运算 $\|\cdot\|$ 表示某种矩阵的范数) 有界, 在不考虑重力项的情况下, 用加速度比例控制

$$\tau = K_p(\ddot{q}_d - \ddot{q}), \quad (13)$$

系统的加速度输出是渐进稳定的.

证 首先, 用Lyapunov稳定性定理证明速度输出是稳定的. 不失一般性, 令 $\ddot{q}_d = 0$.

不考虑重力项, 并增加控制器环节, 式(12)可重新写为

$$[D(q) + K_p]\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + B\dot{q} = \tau. \quad (14)$$

设后备Lyapunov函数为

$$V = \frac{1}{2} \dot{q}^T (D(q) + K_p) \dot{q}. \quad (15)$$

对Lyapunov函数求导有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{q}^T (D(q) + K_p) \ddot{q} + \frac{1}{2} \dot{q}^T \dot{D}(q) \dot{q} = \\ &= \dot{q}^T (-C(q, \dot{q})\dot{q} - B\dot{q}) + \frac{1}{2} \dot{q}^T \dot{D}(q) \dot{q} = \\ &= -\dot{q}^T B\dot{q} + \frac{1}{2} \dot{q}^T (\dot{D}(q) - 2C(q, \dot{q})) \dot{q} = \\ &= -\dot{q}^T B\dot{q}. \end{aligned} \quad (16)$$

不难看出, $\dot{V}$ 是负定的, 所以速度输出是渐进稳定的.

这样, 就有^[16]: $\forall \varepsilon > 0, \exists \delta = \delta(\varepsilon) > 0$ 使得 $\|\dot{q}(0)\| < \delta \Rightarrow \|\dot{q}(t)\| < \varepsilon, \forall t \geq 0$, 并且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{q}(t) = 0$.

由式(14)可得

$$\ddot{q} = -[D(q) + K_p]^{-1}[C(q, \dot{q}) + B]\dot{q}. \quad (17)$$

由假设可知

$$\|[(D(q) + K_p)]^{-1}[C(q, \dot{q}) + B]\| < c_{upper}.$$

其中 c_{upper} 为正常数.

则 $\forall \varepsilon > 0, \exists \delta = \delta(\varepsilon) > 0$, 使

$$\|\dot{q}(0)\| < \frac{\delta}{c_{upper}} \Rightarrow \|\dot{q}(t)\| < \frac{\varepsilon}{c_{upper}}, \forall t \geq 0,$$

$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{q}(t) = 0$, 可以得到

$$\|\ddot{q}(0)\| < \delta \Rightarrow \|\ddot{q}(t)\| < \varepsilon, \forall t \geq 0,$$

则有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \ddot{q}(t) = 0$, 即系统的加速度输出是渐进稳定的.

证毕.

3.3 加速度闭环控制策略的设计原则(Rules for designing acceleration closed-loop)

2.1节分析表明, 加速度闭环控制的鲁棒性是通过高增益实现的. 虽然通过3.2节的分析已经得出结论: 在不考虑机械系统的高频特性的前提下加速度闭环总是稳定的. 但是对于实际系统, 机械柔性是不可避免的, 因此从电机力矩 τ_a 到电机轴加速度之间的传递函数并不是简单的常数, 而是具有多个谐振点的谐振系统, 可表示为

$$\frac{a_{out}}{\tau_a}(s) = \frac{1}{J} G_s(s) \prod_{j=1}^{\infty} \frac{(1 - s^2/b_j^2)}{1 + 2\zeta_j s/\omega_j + s^2/\omega_j^2}. \quad (18)$$

其中: a_{out} 是加速度计输出, ω_j 和 ζ_j 表征了系统的柔性, $G_s(s)$ 表示加速度计或加速度估计算法的传递函数, 对于加速度计, $G_s(s)$ 可表示为

$$G_s(s) = \begin{cases} k_s, & s = j\omega, \omega \in [0, \omega_s], \\ 0, & \text{其他}. \end{cases} \quad (19)$$

其中: k_s 是一个正的常数, ω_s 为加速度计的感应带宽. 因此, 加速度的开环特性可表示为

$$G_{ao}(s) = \frac{a_{out}}{\tau_a}(s) = \frac{k_s}{J} \prod_{j=1}^N \frac{(1 - s^2/b_j^2)}{(1 + 2\zeta_j s/\omega_j + s^2/\omega_j^2)} \Big|_{\omega_j \leq \omega_s}. \quad (20)$$

根据上面的理论分析, 在设计加速度环控制策略 $G_a(s)$ 时应依照如下准则:

- 1) 确保加速度闭环的稳定性, 即 $\frac{G_a(s)G_{ao}(s)}{1 + G_a(s)G_{ao}(s)}$ 无右半 s 平面极点;
- 2) 具有足够宽的闭环频带, 使得加速度闭环所

引起的相位滞后不影响其外环控制, 即:

$$\angle \frac{G_a(s)G_{ao}(s)}{1 + G_a(s)G_{ao}(s)} \Big|_{s=j\omega, \omega \in [0, \omega_v]} \leq \xi,$$

其中: ω_v 是外环控制的带宽, ξ 为一个设计常数.

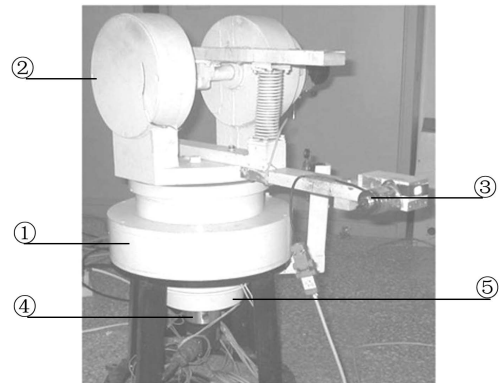
3) 在满足上述两个条件的前提下, $G_a(s)$ 的增益应尽可能的大, 以实现最大程度的抑制扰动.

4 实验结果及其分析(Experimental results and its analysis)

4.1 实验平台介绍(Experimental setup)

本文用一两自由度直接驱动机器臂作为实验平台(见图1), 利用HP3562A动态信号分析仪, 针对卡尔曼滤波器, 以及本文提出的牛顿预测卡尔曼滤波方法的估计结果与实际测量加速度进行了频域比较研究, 旨在定量揭示加速度估计所能达到的性能指标. 另外, 基于加速度闭环设计方法, 针对估计加速度在反馈控制中的实用性作了实验比较研究, 以验证估计加速度实现反馈控制的可行性、有效性.

实验在该平台的水平关节上进行, 该关节上安装有一个线加速度计, 带宽为 $[0, 100]$ Hz, 分辨率为 10^{-5} g, 电流输出灵敏度为 1.94 mA/g. 另外, 在这个关节上装有测速发电机及光电码盘, 码盘分辨率为 $360^\circ/80000$.



①: 关节-1, ②: 关节-2, ③: 关节-1上安装的线加速度计, ④: 关节-1的位置编码器, ⑤: 测速发电机

图1 两自由度直接驱动实验平台

Fig. 1 Two DOF direct-drive manipulator

4.2 加速度估计方法比较实验(Comparison of acceleration estimation methods)

图2给出了本实验的结构图, 由HP3562A产生的扫描正弦信号作为关节的力矩给定, 光电编码器的输出接入到工控机, 作为加速度估计器的输入; 加速度估计算法由工控机完成, 采样周期为 10 ms; 加速度估计器的输出经D/A转换为模拟量输出. 图2中, 当开关 K 处于位置 P_1 时, 测量实测加速度的频率响应特性; 当 K 处于位置 P_2 时, 测量估计加速度的频率特性.

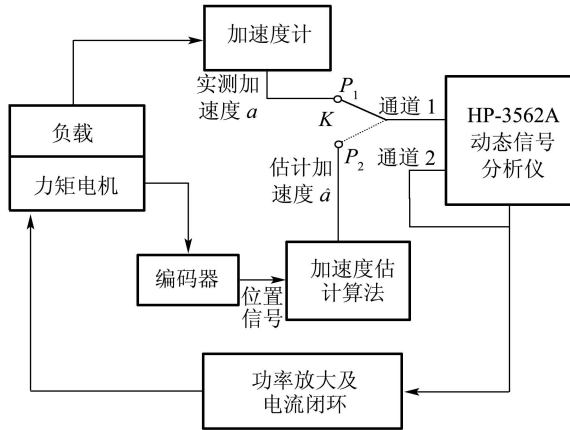


图2 加速度估计方法比较实验结构图

Fig. 2 Experimental structure of acceleration estimation

图3给出了两种估计加速度以及实测加速度对于力矩给定的频率响应情况. 为了忽略采样保持环节对结果的影响, 将实测加速度信号经过工控机采样后输出进行测量. 其中, 曲线①②③分别表示卡尔曼率波、牛顿预测卡尔曼滤波和实测加速度的频率特性.

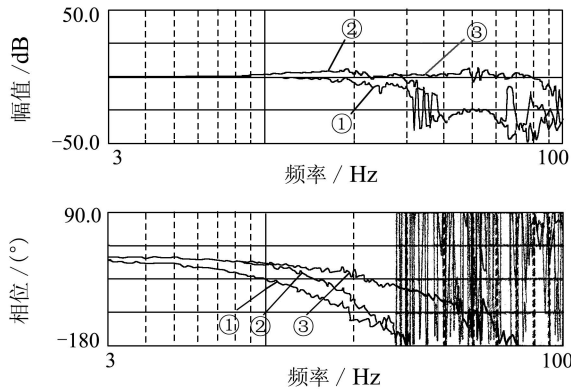


图3 加速度特性比较

Fig. 3 Comparing of 3 acceleration signals

表1给出了3种方法在10 Hz, 15 Hz和20 Hz 3个频率点上相位滞后及幅值衰减情况, 可见, 与普通卡尔曼滤波方法相比较, 本文提出的牛顿预测卡尔曼滤波对相位滞后有了明显的改善.

表1 加速度特性比较

Table 1 Comparing of the 3 acceleration signals

	相位/(°)			幅值/dB		
	10Hz	15Hz	20Hz	10Hz	15Hz	20Hz
加速度计	-10	-22	-30	0	0	0
卡尔曼	-45	-80	-115	-2	-3	-8.8
牛顿预测卡尔曼	-15	-45	-84	1.5	2.5	5

4.3 加速度内环控制器的设计(Designing acceleration loop)

本实验的控制系统完整结构图如图4所示. 其中 $G_a(s)$, $G_v(s)$ 分别为加速度、速度调节策略.

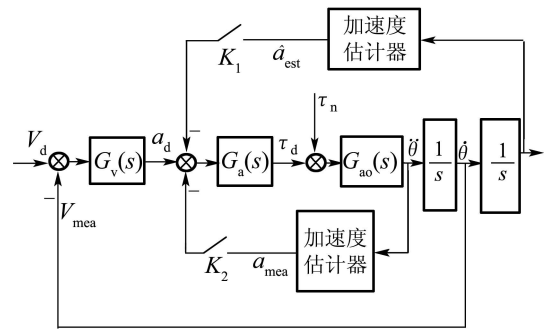


图4 控制系统结构图

Fig. 4 Configuration of controller

4.3.1 用实测加速度反馈的闭环实验 (Acceleration feedback by measured acceleration)

这一小节做“用实测加速度信号做闭环”的实验, 将图4中 K_1 打开, K_2 闭合, 不使用速度外环.

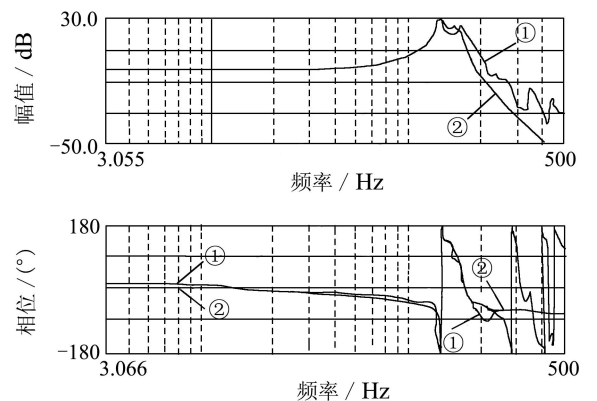
首先, 测量电机的加速度相对于力矩给定的开环模型, 结果如图5中曲线①所示, 经3562 A的拟和功能, 可得模型为

$$G_{ao}(s) = \frac{3.5253 \times 10^{14}}{(s^2 + 2 \times 0.015 \times 804.3631s + 804.3631^2)} \cdot \frac{1}{(s + 754)(s^2 + 2 \times 0.0312 \times 1006s + 1006^2)} \quad (21)$$

图5中曲线②表示的是式(21)所对应的频率特性图, 表明式(21)可以很好的反映实际系统.

针对这个开环模型, 图6中的点划线是 $G_a(s) = Kp$ 时的根轨迹图, 从中可以看到其稳定增益只能调到0.026. 根据3.1节的分析, 如此小的增益是很难起到有效抑制力矩扰动作用的. 为此, 依据本文提出的加速度控制设计准则(设参数 ζ 为 10°), 设计加速度控制策略为(数字实现, 采样周期为1 ms):

$$G_a(s) = 2000K / [(s + 10)(s + 200)]. \quad (22)$$

图5 加速度计开环频率特性 $a_{mea}(s)/a_d(s)$ Fig. 5 Open-loop frequency response of $G_{ao}(s)$

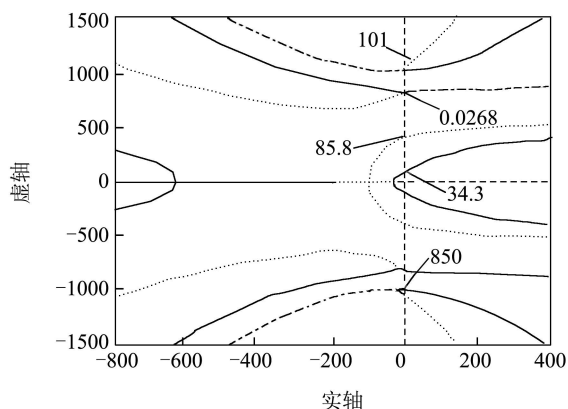


图6 加速度环根轨迹图

Fig. 6 Root locus of acceleration loop

图6中的虚线为加速度计闭环后系统的根轨迹图,从中可以得到,系统的增益可以加到85.8,从而可以实现有效抑制扰动作用.为了留有一定的稳定裕量,并且考虑零阶保持器对控制器性能的影响,在实际实验中取增益 K 为50.

图7中曲线①是加速度计闭环特性,从图中可以看出,在速度闭环的带宽内(7 Hz, 见4.3.3节),加速度内环的相位滞后只有 6° ,在 10° 以内,可以认为其对外环控制器性能影响不大.

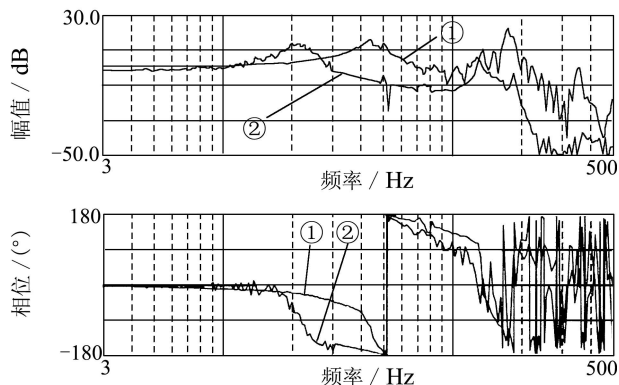
图7 加速度闭环频率响应曲线 $a(s)/a_d(s)$

Fig. 7 Frequency response of acceleration closed-loop

4.3.2 用估计加速度信号闭环实验(Acceleration feedback by estimated acceleration)

本节作“用估计加速度闭”的试验,将图4中 K_1 闭合, K_2 断开,控制器与前一试验相同.控制器及估计器的采样周期均设为1ms.

无论用何种估计的加速度信号来代替实测的加速度信号,不可避免的存在滞后现象,因此首先简单地分析一下滞后对控制器设计的影响.

根据表一新的加速度估计算法在15 Hz时的滞后为 45° ,换算成时域约为0.01 s,考虑到延迟并不是在任何频率点是定长的,可以近似的将估计加速度信号定义为实际的加速度加上下列一阶惯性环节来代替:

$$G_d(s) = \frac{50}{s + 50}. \quad (23)$$

在控制器结构不变的情况下,画出系统的开环根轨迹图($G_a(s)G_{ao}(s)G_d(s)$,图6中的实线)可以看出,其开环增益只可以调节到34.3,比实际加速度信号的临界增益大大降低.

根据试验,用加速度估计器作闭环,用与4.3.3节同样的控制器,将增益调到25,可以得到其闭环频率特性如图7中曲线②,从图中可以看出在速度闭环的带宽内(7 Hz),加速度内环的相位滞后只有 1° ,同样可以认为对外环影响不大.

4.3.3 加速度内环对速度外环的影响(Influence of acceleration loop to outer loop)

在加速度内环的设计原则中提到,加速度内环应具有足够宽的闭环频带,使得加速度闭环所引起的相位滞后不影响其外环控制,这样将不用改变外环控制策略.因此本节作“测试加速度内环对速度外环的影响”试验.

通过分别测出在不同的控制结构下整个速度闭环的频率特性,和没有加速度闭环时速度环的频率特性比较可以验证加速度内环对外环的影响.在本试验中实验原理图仍然如图4所示,将 K_1 , K_2 分别打开,得出没有加速度闭环时的速度闭环频率响应如图8中曲线①;将 K_1 打开, K_2 闭合,得出有加速度计闭环时的速度闭环频率响应如图8中曲线②;将 K_2 打开, K_1 闭合,得出估计加速度闭环时的速度闭环频率响应如图8中曲线③.从图8可以看出,加速度内环对外环影响很小,而且加速度内环使外环的带宽略有上升.

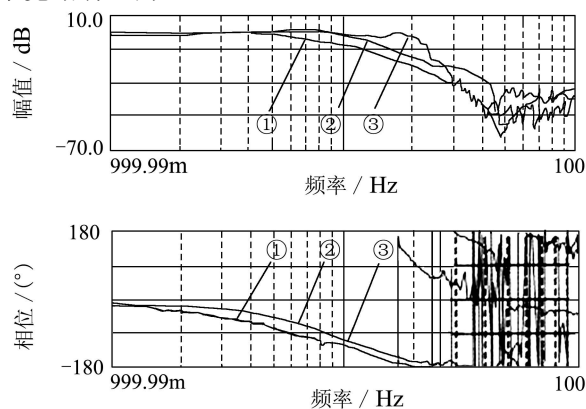
图8 速度闭环的频率响应特性 $v_{out}(s)/v_d(s)$

Fig. 8 Frequency response of velocity closed-loop

4.3.4 加速度内环对扰动的抑制作用(Disturbance rejection of acceleration loop)

加速度内环的作用是针对扰动的有效抑制,本节将通过测量人为叠加的扰动信号的频率特性来验证加速度环对扰动抑制特性的提高.

将 K_1 , K_2 分别打开,用HP3562A测出只有速度

环时系统的扰动频率特性如图9中曲线①; 将 K_1 打开, K_2 闭合, 测出有加速度计闭环时系统的扰动频率特性如图9中曲线②; 将 K_2 打开, K_1 闭合, 测出有估计加速度闭环时系统的扰动频率特性如图9中曲线③。

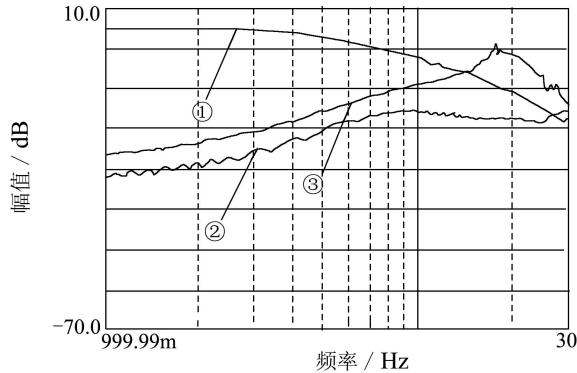


图9 控制系统对于扰动的抑制作用 $v_{out}(s)/\tau_n(s)$

Fig. 9 Disturbance rejection of the acceleration loop

表2给出了不同控制系统的扰动特性的定量比较. 从表中可以看出, 有加速度环时, 扰动抑制特性(低频段)有较大的改善.

表2 各控制系统扰动抑制性能比较

	速度环	加速度计内环	估计加速度内环
1 Hz	0	-31	-26.3
10 Hz	-6.7	-15.8	-9.2
20 Hz	-15	-17.6	-1.7
30 Hz	-21	-16.1	-14

5 结论(Conclusions)

本文首先介绍了一种新的基于卡尔曼滤波及牛顿预测器的角加速度估计方法, 然后, 通过实验将其与卡尔曼滤波加速度估计方法比较, 验证了新算法的优越性; 最后还将新提出的加速度反馈环设计方法分别作了实测加速度和估计加速度的闭环试验. 通过这些实验, 得到以下结论:

1) 新的基于卡尔曼滤波及牛顿预测器的角加速度估计方法相对于原卡尔曼滤波器在相位特性方面有较大的改善;

2) 用新的角加速度估计方法所做的闭环控制策略能够在不影响外环控制器的情况下大大提高电机系统的扰动抑制性能;

3) 应该看到, 由于估计的加速度信号仍然或多或少的存在相位滞后的情况, 直接导致加速度闭环的开环增益有一定的限制, 因此其扰动抑制特性不如加速度计闭环.

参考文献(References):

[1] SPONG M W, VIDYASAGAR M. *Robot Dynamics and Control*[M]. New York, USA: John Wiley & Sons Published, 1989.

- [2] HAN J D, WANG Y C, TAN D L, et al. Acceleration feedback control for direct-drive motor system[C]// *Proc of IEEE Int Conf on Intelligent Robots and Systems (IROS)*. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2000: 1068 – 1074.
- [3] XU W L, HAN J D, TSO S K. Experimental study of contact transition control incorporating joint acceleration feedback[J]. *IEEE/ASME Trans on Mechatronics*, 2000, 5(3): 292 – 301.
- [4] JOHN S, PIERRE R B, LAEEQUE K D. A digital implementation of the acceleration feedback control law on a PUMA 560 manipulator [C]// *Proc of the 30th IEEE Conf on Decision and Control*. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 1991: 2639 – 2648.
- [5] LEE Y M, KANG J K, SUL S K. Acceleration feedback control strategy for improving riding quality of elevator system[C]// *Proc of the 1999 IEEE Industry Applications Conference-34th IAS Annual Meeting*. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 1992: 1375 – 1379.
- [6] 刘延杰, 孙立宁, 等. 谐波驱动并联机器人的加速度反馈抑振控制[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2004, 36(3): 281 – 285. (LIU Yanjie, SUN Lining, et al. Acceleration feedback control for resisting vibration of new harmonic drive parallel robot[J]. *Harbin Gongye Daxue Xuebao*, 2004, 36(3): 281 – 285.)
- [7] YEDAVALLI R K, TSENG Yuan-Wei, KNOT N S, et al. Aeroelastic control using smart structures and acceleration feedback[C]// *Proc of the SPIE Conf on Smart Structures and Materials*. Bellingham, WA, USA: SPIE, 1997: 362 – 372.
- [8] SWAMP M, STEVENS C, HOFSTETTER P. Improvements in transient fidelity of HMIL flight tables using acceleration feedback[C]// *Proceedings of SPIE*. Bellingham, WA, USA: SPIE, 2002: 32 – 45.
- [9] BAYON de N, MAXIME P, HANAQUD S V. Comparison of H2 optimized design and cross-over point for acceleration feedback control[C]// *Proc of the 1998 39th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference and Exhibit and AIAA/ASME/AHS/ Adaptive Structures Forum. Part4(of 4)*. Reston USA: AIAA, 1998: 3250 – 3258.
- [10] OVASKA S J, VALIIVITA S. Angular acceleration measurement: a review[C]// *Proc of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1998: 875 – 880.
- [11] GAO X Z, VALIIVITA S, HELMY A, ZHANG X. Neural networks-based approach to the acquisition of acceleration from noisy velocity signal[C]// *Proc of IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1998: 935 – 940.
- [12] VALIIVITA S, OVASKA S J. Delayless acceleration measurement method for elevator control[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 1998, 45(2): 364 – 366.
- [13] OVASKA S J, VAINIO O. Recursive linear smoothed Newton predictors for polynomial extrapolation[J]. *IEEE Trans on Instrumentation and Measurement*, 1992, 41(4): 510 – 516.
- [14] VALIIVITA S, OVASKA S J, VAINIO O. Polynomial predictive filtering in control instrumentation: a review[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 1999, 46(5): 876 – 889.
- [15] BELANGER P R, DOBROVOLNY P, HELMY A, et al. Estimation of angular velocity and acceleration from shaft-encoder measurements[J]. *Int J of Robotics Research*, 1998, 17(11): 1225 – 1233.
- [16] HASSAN K K. *Nonlinear Systems*[M]. 3rd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall Published, 2002.

作者简介:

何玉庆 (1980—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为模型预测及其在机电系统中的应用, E-mail: heyuqing@sia.cn;

韩建达 (1968—), 男, 研究员, 博士生导师, 主要研究方向为机器人的自主、智能控制, E-mail: jhdhan@sia.cn.