

文章编号: 1000-8152(2002)01-0089-06

## 直线电机直接驱动的伺服刀架控制器的研究

陈志华<sup>1</sup> 李圣怡<sup>2</sup> 杨舜洲<sup>2</sup> 崔红娟<sup>2</sup>

(1. 南京航空航天大学宇航学院·南京, 210016; 2. 国防科技大学机械工程系·长沙, 410073)

**摘要:** 分析了以直线电机直接驱动下的高频响伺服刀架为核心的非圆截面加工系统的控制结构; 从小增益定理出发, 阐述了伺服刀架的最大动态柔度与系统稳定性的关系; 分别分析了速度单闭环、速度位置双闭环控制对性能的影响. 在双闭环控制器的设计中, 运用了  $H_\infty$  控制理论, 综合考虑了跟踪性能、动态柔度、控制能量等因素, 所设计的控制器较传统的超前-滞后网络有明显的改进.

**关键词:** 控制器;  $H_\infty$  控制; 伺服; 柔度

**文献标识码:** A

## The Research of the Controllers for Machine Tool Linear Motor Direct Feed Drives

CHEN Zhihua<sup>1</sup>, LI Shengyi<sup>2</sup>, YANG Shunzhou<sup>2</sup> and CHUI Hongjuan<sup>2</sup>

(1. Research Center of Ultrasonic Motors, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics · Nanjing, 210016, P. R. China;

2. Department of Mechanical Engineering, National Defense University of Technology · Changsha, 410073, P. R. China)

**Abstract:** The paper presents the control structure of a non-circular machining system which is based on linear motor direct feed drive. By the small gain theorem, the relation between the maximum dynamic flexibility and the stability of the whole system is established. The design process and the performance of the classical open loop and close loop controller are described respectively. The paper investigates the use of optimal  $H_\infty$  control to design for small dynamic compliance, good tracking performance and reasonable control energy.

**Key words:** controller;  $H_\infty$  control; servo; compliance

### 1 引言 (Introduction)

近年来, 用直线电机直接驱动来进行切削加工的研究方兴未艾. 它广泛地被运用于活塞非圆车削等需要作高速往复运动的场合. 直线电机直接驱动克服了传统的“旋转电机-螺母/丝杠”型驱动的许多缺点, 如: 反向间隙、大磨擦、大惯性等, 从而可以提高加工速度和精度. 然而, 直接驱动的刀具和切削过程之间存在着很强的动态反馈作用, 使刀具发生颤振, 在工件表面留下振纹, 从而降低了工件的表面质量, 严重时甚至会使用工件或刀具破损. 如果没有伺服反馈控制, 直接驱动就没有足够的刚度来避免刀具的颤振. 因此, 为了把高速、高频响的直线电机直接驱动运用于实际的切削加工, 伺服控制系统必须取得尽可能高的跟踪性能, 同时, 应尽可能地提高其动态刚度以减少切削力干扰对刀具定位的影响.

为了研究方便, 我们把整个加工系统表示成如图 1 所示的结构<sup>[1,2]</sup>. 从切削深度 ( $d_{cut}$ ) 到切削力

( $F_c$ ) 的切削动力学模型表示成  $G_{cp}(\cdot)$ , 它可能是非线性和时变的系统. 从切削力输入到工件的变形 (位置) 输出 ( $y_w$ ) 的机床 / 工件动力学模型为  $G_{mw}(\cdot)$ . 从合力输入 ( $F$ ) 到位移输出 ( $y$ ) 的刀架动力学模型为  $G_p(\cdot)$ , 伺服控制环节  $C_{fb}(\cdot)$  包括控制器、功放和直线电机, 它以位置误差信号 ( $e$ ) 作为输入, 输出力  $F_m$  给刀架,  $r$  代表期望的刀具位置.

在整个切削系统中存在着三个环: 机床/工件环、伺服驱动环以及联接前面两个环的外环. 在本研究中, 我们假设机床/工件的刚性足够高, 因而有  $G_{mw}(\cdot) = 0$ ,  $d_{cut} = y$ . 在这种情况下, 不稳定的切削颤振仅发生在外环中. 机床的切削系统  $G_{cp}(\cdot)$  是非常复杂的, 在这里我们暂且不管  $G_{cp}(\cdot)$  的具体形式, 只是假设  $G_{cp}(\cdot)$  在  $L_2$  范数意义下的增益是有界的, 即

$$\sup_w \frac{\|G_{cp}(\cdot)w\|_2}{\|w\|_2} < \rho. \quad (1)$$

其中,  $w(z)$  为任意的输入信号, 且有  $0 < \|w(z)\|_2 < +\infty$ .

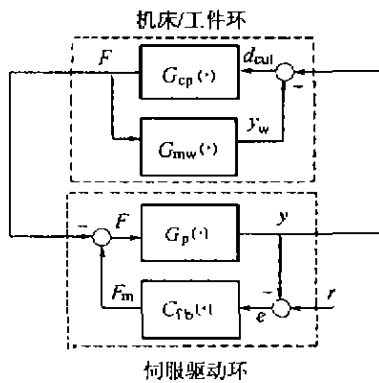


图1 切削系统控制结构

Fig. 1 Machining system block diagram

如果伺服驱动环  $y/F_c$  在没有切削的情况下本身是稳定的, 则根据小增益定理<sup>[3]</sup>, 使整个系统稳定的充分条件是:

$$\left\| \frac{y}{F_c} \right\|_{\infty} < \frac{1}{\rho}. \quad (2)$$

由此可见: 对于切削颤振不稳定性的控制, 一个合理的目标是使上式左边的从切削力干扰到伺服刀架的输出的伺服驱动环的  $H_{\infty}$  范数最小化. 如果定义动柔度为:

$$k_{flex} = \frac{y}{F_c}, \quad (3)$$

则有:

$$\max_{0 \leq \omega \leq \infty} |k_{flex}(j\omega)| = \left\| \frac{y}{F_c} \right\|_{\infty}. \quad (4)$$

式(1)~(4)表明, 伺服刀架的闭环系统的动态柔度小于某一特定的值时, 就足以保证整个非圆车削系统稳定. 因此, 我们要设法降低伺服刀架的动柔度. 在满足了式(2)条件下, 我们就能把切削力作为伺服驱动环的外部干扰来对待, 而不是一个反馈回路. 除了稳定性的考虑外, 设计时还应考虑跟踪特性和干扰抑制性. 加工误差是由切削力干扰和伺服跟踪误差共同形成的. 即使没有切削力干扰, 伺服跟踪误差也同样存在. 而动柔度的降低, 则有利于减少复映效应, 提高干扰抑制性.

## 2 系统的构成及速度单闭环控制(Configuration and velocity feedback control)

把图1的概念框图改画成实际的控制结构, 如图2. 根据理论建模和实际辨识, 得到各环节如下:

1) 刀架模型为  $G_p(s)$ .

$$G_p(s) = \frac{k_s}{T_0^2 s^2 + 2T_0 c_0 s + 1}. \quad (5)$$

其中, 时间常数  $T_0 = 0.00142s$ , 弹簧柔度  $k_s = 33.9 \mu m/kg$ , 自然阻尼比  $c_0 = 0.03$ .

2) 功放  $K_p$  和直线电机  $B_1$ .

直线电机把电流转换成力, 功放把电压转换成电流, 它们分别可以看成常数.

$$B_1 = 2 \text{ kg/A},$$

$$K_p = 8.75 \text{ A/V}.$$

3) 速度反馈  $K_v$ .

为了得到合适的阻尼, 特在内环设置了速度反馈回路, 通过调整系数来调整阻尼.

4) 位置反馈  $K_f$ .

根据所用的传感器的性能,  $K_f = 0.007 \text{ V}/\mu m$ .

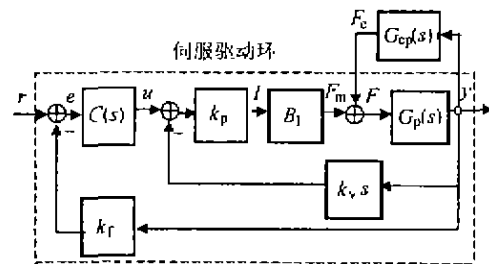


图2 实际的控制结构

Fig. 2 Closed loop controller scheme

根据上述结构和参数, 本研究的目的是选择速度反馈系数  $K_v$  和控制器  $C(s)$  使得系统满足高跟踪性能和良好的抑制切削力干扰能力的要求.

如果令图2中的  $C(s) = 1$  且  $K_f = 0$ , 则图2变成了位置开环的速度单闭环系统. 从  $u$  到  $y$  的传递函数为:

$$G_1(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_p B_1 K_s}{T_0^2 s^2 + (2T_0 c_0 + K_p B_1 K_v K_s) s + 1}. \quad (6)$$

动柔度为:

$$G_2(s) = \frac{Y(s)}{F_c(s)} = \frac{K_s}{T_0^2 s^2 + (2T_0 c_0 + K_p B_1 K_v K_s) s + 1}. \quad (7)$$

为了得到合适的超调量和振荡次数, 使上述二阶系统的阻尼系数调整到 0.7 左右. 这时  $K_v = 3.2014 \times 10^{-6} \text{ V} \cdot \text{s} \cdot (\mu m^{-1})$ . 可以计算出系统的频带宽度为  $790 \text{ rad/s}$ . 这时, 动柔度如图3所示.

由上面式子和图3不难得到如下结论:

1) 通过速度反馈的办法可以改变阻尼系数, 从而使整个系统获得较好的动态过渡过程.

2) 通过速度反馈并不能改变时间常数  $T_0$ , 从而不能增加带宽.

3) 通过速度反馈并不能降低伺服刀架的静态柔度(频率为 0 时的柔度). 刀架的静态柔度仍是机械结构的柔度  $k_a$ .

4) 通过速度反馈能在高频段降低伺服刀架的动态柔度. 在实际加工中, 断续切削时切削力含有很多高频分量. 如果没有由速度反馈而造成的低的动态柔度就不能保证断续切削附近工件的粗糙度和形状精度. 正是这种低的动态柔度抑制了切削力的冲击.

5) 这种半闭环速度控制的特点是控制非常简单, 成本低, 工作可靠.

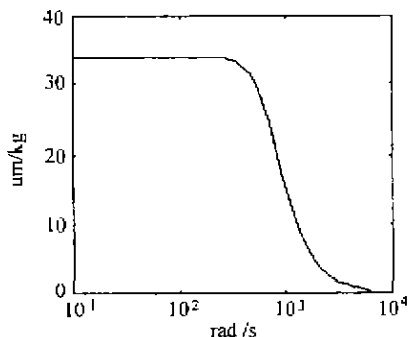


图 3 开环时动态柔度

Fig 3 Dynamic compliance with velocity feedback

### 3 双闭环控制的传统设计(Classical design of controller with velocity and position feedback)

由第二节讨论可知, 速度反馈只能改变伺服刀架的阻尼特性, 而不能降低其静态柔度. 为了车削具有大切削抗力的工件, 提高整个系统的稳定性, 就必须把弹簧的柔度设计得很低, 而在相同的直线电机驱动能力下, 低的弹簧柔度会造成最大行程下降. 为了兼顾行程和静态柔度, 应该在低柔度弹簧的情况下, 增加位置闭环控制. 本节先讨论双闭环控制器的传统设计.

#### 3.1 双闭环控制器的设计过程(Design procedure)

传统设计包括速度反馈  $K_v$  和控制  $C(s)$  两部分, 其设计步骤<sup>[4,5]</sup>如下(参见图 4).

1) 调整速度反馈  $K_v$  以改善阻尼.

同第二节一样, 取  $K_v = 3.2014 \times 10^{-6} \text{ V} \cdot \text{s} \cdot (\mu\text{m}^{-1})$  使得内环的阻尼约为 0.7.

2) 高频段的设计, 使得有足够的带宽、相位裕度以及幅值下降速度.

3) 低频段设计, 使得有合适的直流增益和静态柔度.

最后设计出来的控制器为超前-滞后校正网络:

$$c(s) = \frac{10.61 \left( \frac{1}{168}s + 2 \right) \left( \frac{1}{962}s + 1 \right)}{\left( \frac{1}{10}s + 1 \right) \left( \frac{1}{4160}s + 1 \right)}$$

这时, 位置反馈系数  $K_f = 0.007 \text{ V}/\mu\text{m}$ .

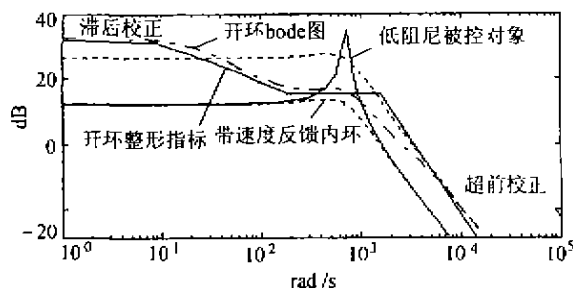


图 4 经典环路整形设计

Fig. 4 Classical loop-shaping

#### 3.2 性能分析(Performance analysis)

1) 根据上述控制器所得的系统, 其相位增益裕度为  $51.08 \text{ deg}$ , 剪切频率为  $\omega_s = 2558 \text{ rad/s}$ , 幅值裕度为无穷大.

2) 从输入  $r$  到输出  $y$  的位置闭环传递函数为一个四阶系统. 其频带宽度为  $3900 \text{ rad/s}$ , 与速度单闭环系统相比较, 双闭环系数的频带明显地加宽了.

3) 动态柔度与位置反馈系数的关系见图 5. 由图可见, 动态柔度随着位置反馈系数  $K_f$  的增加而减小. 与图 3 比较, 采用闭环控制后, 静态柔度和动态柔度都有明显的降低. 值得注意的是,  $K_f$  的增加会使系统的稳定裕度下降, 因此, 不能靠增加  $K_f$  来无限度地降低动态柔度. 在本例中,  $K_f = 0.007$  时系统具有较合适的稳定裕度.

4) 另外, 从图 5 中还可以看出, 虽然静刚度提高了, 但在某一频率区间 ( $100 \sim 2000 \text{ rad/s}$ ) 内, 其动态柔度有一个驼峰, 它的峰值是静柔度的几倍. 这个峰值就是  $\max_{0 \leq \omega < \infty} |k_{flex}(j\omega)| = \left| \frac{y}{F_c} \right|_{\infty}$ . 位置反馈量越小, 其峰值就越大. 由于驼峰频率区间正好是切削力的变化范围, 这个驼峰对实际加工是十分不利的.

5) 动态柔度与速度反馈系数  $K_v$  的关系见图 6. 由图 6 可见, 速度反馈系数能影响动态柔度在驼峰后沿的下降速度, 但对驼峰的频率区间和峰值影响不大.

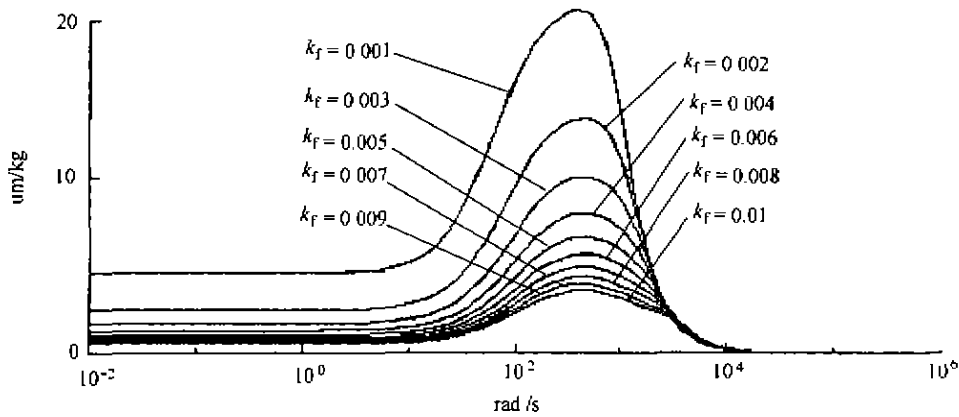


图5 动柔度与位置反馈系数  $k_f$  的关系 ( $k_v=3.2014e-6$ )

Fig. 5 Dynamic compliance and the gain of position

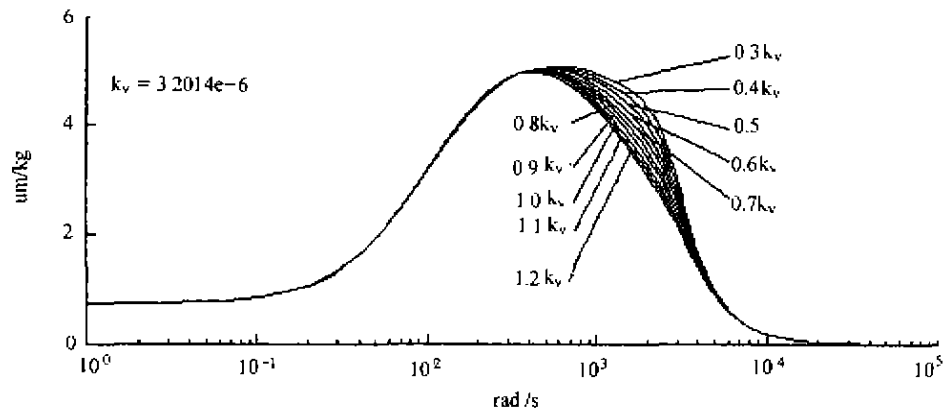


图6 动柔度与速度反馈系数  $k_v$  的关系 ( $k_f=0.007$ )

Fig. 6 Dynamic compliance and the gain of velocity feedback

#### 4 用 $H_\infty$ 控制理论设计闭环控制器 (Controller design with $H_\infty$ theory)

在第3节中,用传统的方法设计了伺服刀架闭环控制器.该控制器就其动态性能、静态误差和静态柔度来说,能满足要求.但是,它的动态柔度不够理想:图5、图6中的驼峰正好出现在切削力干扰频率区间.若以1500rpm的主轴速度来车削一个截面为一次椭圆的非圆工件,则其切削力的基频为314rad/s.另外,如果考虑主轴转速和工件截面谐波次数的增加,有充分的理由考虑频率在1000rad/s以内的切削力.因此,控制器除了要满足稳定性和跟踪误差的基本要求外,还应使伺服刀架的闭环动态柔度的峰值足够小,至少在1000rad/s频率内应达到足够小.运用  $H_\infty$  控制理论可以设计出兼顾跟踪误差和动态柔度的稳定的闭环控制器.

##### 4.1 伺服刀架的 $H_\infty$ 最优设计问题 ( $H_\infty$ optimal problem for the feed driver)

把图2改画成具有两口结构的  $H_\infty$  标准设计问

题(如图7).图中,  $G_1(s)$  和  $G_2(s)$  分别由(6)式和(7)式表示,在切削力  $F_c$  后引进一个常量  $\gamma$  是为了改变切削力作用的权值,以综合调整跟踪误差与动态柔度之间的关系.  $W_1(s)$ ,  $W_2(s)$  和  $W_3(s)$  是加权函数,它们是根据下面的原则确定的:根据跟踪性能的需要,应该有较大的增益,该增益应大于一个低通滤波器  $W_1(s)$ ;为了增加系统的鲁棒稳定性,应该使伺服刀架的开环频率特性在高频段具有很好的衰减特性,它应该小于权函数  $W_3^{-1}(s)$ ;  $W_2(s)$  是为了限制控制量而设计的,一般取为常量.

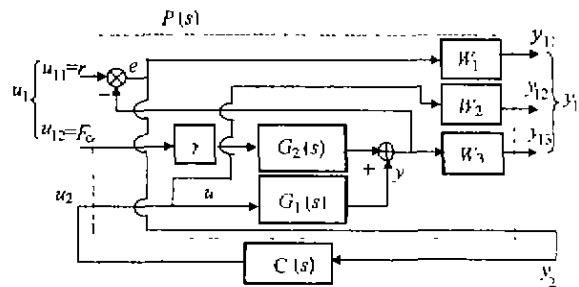


图7  $H_\infty$  控制结构

Fig. 7  $H_\infty$  design setup in standard form

根据本控制系统的性能要求,选取:

$$W_1^{-1} = \frac{1}{450^2 s^2 + \frac{1}{450^2} s + 1}, \quad (8)$$

$$W_2 \in [0, 1], \quad (9)$$

$$W_3^{-1} = \frac{5 \times 10^8}{s^2}. \quad (10)$$

则增广被控对象  $P(s)$  可表示为:

$$P(s) = \begin{bmatrix} W_1 & -\gamma W_1 G_2 & -W_1 G_1 \\ 0 & 0 & W_2 \\ 0 & \gamma W_3 G_2 & W_3 G_1 \\ 1 & -\gamma G_2 & -G_1 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$$T_{y_1 u_1} = \begin{bmatrix} W_1 S_1 & -\gamma W_1 G_2 S_1 \\ W_2 R_1 & -\gamma W_2 G_2 R_1 \\ W_3 T_1 & \gamma W_3 G_2 S_1 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$S_1 = \frac{1}{1 + G_1(s)C(s)}, \quad (13)$$

$$R_1 = \frac{C(s)}{1 + G_1(s)C(s)}, \quad (14)$$

$$T_1 = \frac{G_1(s)C(s)}{1 + G_1(s)C(s)}. \quad (15)$$

从  $u_1$  到  $y_1$  的闭环传递函数为  $T_{y_1 u_1}(s)$ . 则伺服刀架的  $H_\infty$  最优设计问题可以表示为:对于上述增广被控对象  $P(s)$ ,求反馈控制器  $C(s)$ ,使得闭环系统内部稳定且  $\|T_{y_1 u_1}(s)\|_\infty$  最小.

#### 4.2 $H_\infty$ 控制器及其性能 ( $H_\infty$ control and its performance)

对于上述  $H_\infty$  最优设计问题,应用 MATLAB 的鲁棒控制工具箱编制了设计程序,对不同的  $\gamma$  (从 0 变到 10) 和  $W_2$  (从 0 变到 1) 值求出了不同的控制器,进而计算出相应的性能参数,针对本例,有如下结论:

1) 单位电压阶跃输入时控制器输出的最大电压值与  $\gamma$  及  $W_2$  的关系如图 8 所示.从图中可以看出,当对控制器的控制量不加限制(即  $W_2 = 0$ ) 时,最大控制量非常大;当  $W_2 = 0.1$  时,其值就急剧下降.

2) 可以作出动柔度曲线.这里仅画出当  $W_2 = 0$  和  $W_2 = 0.5$  时对不同的  $\gamma$  值作出动柔度曲线(如图 9).从图中可以清楚地看出  $\gamma$  值对动柔度的限制作

用: $\gamma$  值增大使动柔度下降.另外,  $W_2$  的增加,会使动柔度(尤其在低频段)增大.

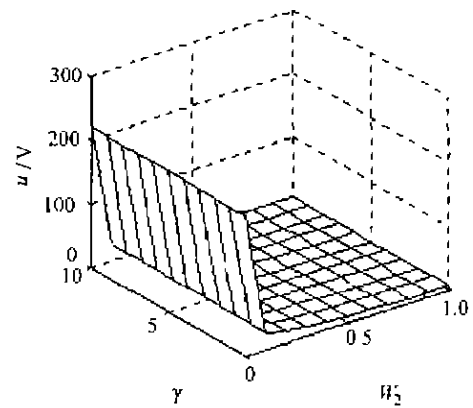


图 8 单位电压阶跃输入时控制器输出的最大电压与  $\gamma$  及  $W_2$  的关系

Fig. 8 Relationship between maximum output of controller and  $\gamma$  and  $W_2$  with step input

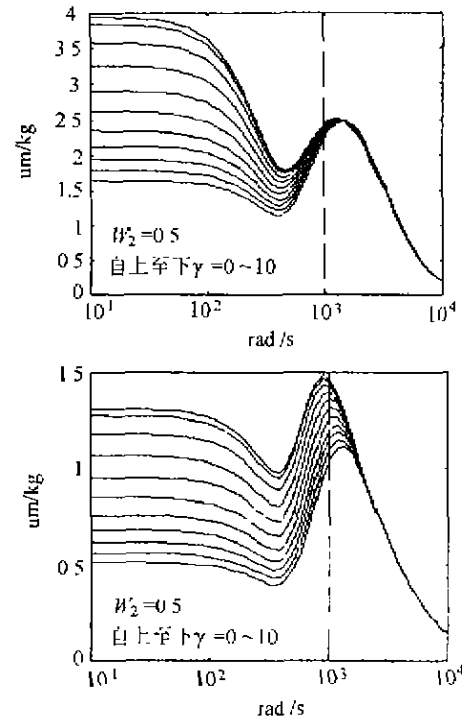


图 9 动柔度与权参数的关系

Fig. 9 Dynamic compliance and weighing function

综合考虑动态柔度和最大控制量,选取  $\gamma = 10$  和  $W_2 = 0.5$ , 所得到的控制器较为合适.控制器为:

$$C(s) = \frac{z}{s^4}.$$

其中,  $z = 1.848 \times 10^7 s^3 + 5.1787 \times 10^{10} s^2 + 4.3828 \times 10^{13} s + 1.2372 \times 10^{16}$ ,  $z^1 = s^4 + 1.7084 \times 10^6 s^3 + 1.3698 \times 10^{10} s^2 + 6.1640 \times 10^{12} s + 2.6182 \times 10^{15}$ . 整

个系统的开环和闭环特性如图 10 所示,闭环频带宽度达到 4291rad/s.

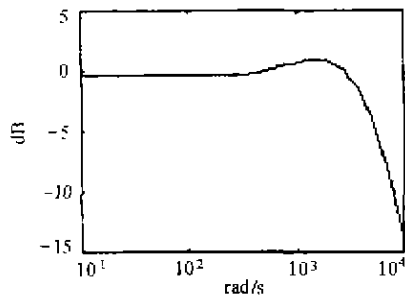


图 10(a) 系统闭环幅频特性  
Fig. 10(a) Closed loop dynamics

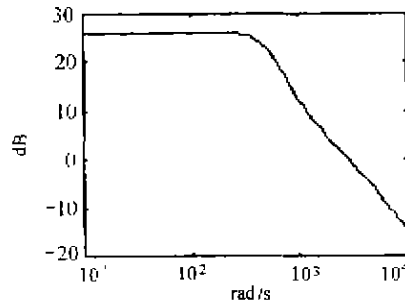


图 10(b) 系统开环幅频特性  
Fig 10(b) Open loop dynamics

## 5 结束语 (Conclusion)

前面讨论了三种不同的伺服刀架控制器设计方法,速度单闭环控制方法简单,但频带窄,刀架的动态柔度大;双闭环控制的传统设计方法可以得到较宽的频带和低频段较小的柔度,但在工作频段内会出现较大的柔度峰值,这对实际加工是非常不利的;用  $H_\infty$  控制理论设计闭环控制器,综合考虑了跟踪性能、

动态柔度、控制能量和鲁棒性等因素,不管是在频带还是在柔度方面,较传统的设计方法均有明显的改进.

## 参考文献 (References)

- [1] Alter D M and Tso Tsu-Chun. Control of linear motors for machine tool feed drives: Design and implementation of the  $H_\infty$  optimal feedback control [J]. Trans. of ASME, J. Dynamic System, Measurement and Control, 1996,118(4):649-656
- [2] Alter D M and Tso Tsu-Chun. Stability of turning processes with actively controlled linear motor feed drives [J]. Trans. of ASME, Journal of Engineering for Industry, 1994,116(3):298-307
- [3] Shen Tielong.  $H_\infty$  Control Theory and Its Application [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1996 (in Chinese)
- [4] Chiang R Y and Safonov M G. Robust Control Toolbox, User's Manual [Z]. USA: The Math Works Inc., 1989
- [5] Zhang Yanshen and Yuan Zengren. Control System Design and Practice [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1992 (in Chinese)

## 本文作者简介

陈志华 1963年生,国防科技大学机电工程与自动化学院副研究员,博士.主要研究方向为机械电子工程. Email: czh804@263.net

李圣怡 1946年生,国防科技大学机电工程与自动化学院院长,教授,博士生导师.1988年后,曾赴美国哥伦比亚大学和伦塞勒理工学院为期两年的学习和研究.享受国家特殊津贴,国家有突出贡献的中青年专家称号.主要研究方向为精密,超精密加工技术,机电控制

杨舜洲 国防科技大学机电工程与自动化学院工作,副教授.主要研究方向为机械电子工程.

崔红娟 国防科技大学机电工程与自动化学院工作,副教授.主要研究方向为机械电子工程.