

多自由度变时延遥操作系统控制的波预测法

于振中¹, 闫继宏², 惠晶¹, 马勇虎¹, 赵杰²

(1. 江南大学轻工过程先进控制教育部重点实验室, 江苏 无锡 214122;

2. 哈尔滨工业大学机器人技术与系统国家重点实验室, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘要: 针对多自由度变时延遥操作系统, 建立了一种一般性的波变换公式并将波变量方法与预测技术相结合来保证系统的稳定性并提高系统的透明性。针对变化时延和预测模型不精确引起的稳态位置误差问题, 提出了从端校正控制方法。首先, 用波阻抗矩阵代替波阻抗 b 得到多自由度遥操作系统的波变换公式, 从能量的角度推导出波阻抗矩阵的选择原则, 基于此原则和矩阵之间的内在关系扩展了波阻抗矩阵的选择条件。分析了变时延条件下波预测控制的稳定性和由于变化时延与预测模型误差引起的主从端稳态位置误差, 考虑主从端的位置信息处于同一个时间框架内, 采用从端校正控制方法减小稳态位置误差。以三自由度主从遥操作系统为例进行了遥操作实验, 实验结果表明所研究的方法能够保证系统的稳定性, 且具有较高的透明性和较小的稳态位置误差。

关键词: 遥操作; 波预测; 从端校正; 无源性; 波变换

中图分类号: TP 11

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2011.11.25

Wave variable with prediction in multi-DOF teleoperation system with varying-time-delay

YU Zhen-zhong¹, YAN Ji-hong², HUI Jing¹, MA Yong-hu¹, ZHAO Jie²

(1. Key Laboratory of Advanced Process Control for Light Industry (Ministry of Education), Jiangnan University, Wuxi 214122, China;

2. State Key Laboratory of Robotics and System, Harbin Institute of Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: A group of general wave transformation equations for multi-degree of freedom (DOF) teleoperation system are created, and a novel method for incorporating wave variable and prediction is proposed for the system to insure the stability and improve the transparency. To overcome the steady-state position error problem caused by varying-time-delay and inaccurate prediction model, a slave side correction method is proposed instead of wave impedance b with wave impedance matrices, the wave transformation equations for multi-DOF system are considered, and the choice principle of the impedance matrices is derived from the energy point of view, then based on the principle and the intrinsic relationship among the matrices the choice method of the matrices is extended. The stability of the wave prediction method and the aforementioned steady-state position error problem are analysed. The positions of the master and slave are in the same "time frame", so a slave side correction method is used to reduce the steady-state error. A three-DOF teleoperation system is taken as an example to verify the validity of the method. The experimental results show that the method can guarantee the stability and improve the transparency and decrease the steady-state error for the system.

Keywords: teleoperation; wave prediction; slave side correction; passivity; wave transformation

0 引言

较大的通信时延会影响双边遥操作系统的稳定性^[1-3]。文献[4]基于无源性理论^[5], 从能量传递的角度出发, 提出了波变量控制方法, 能够保证系统在任意时延条件下的稳定性。目前, 大多数有关波变量方法的研究都是针对单自由

度的主从遥操作系统。实际上, 就遥操作系统的应用背景来看, 多数情况下遥操作系统具有多个自由度。因此, 研究将波变量方法用于多自由度时延双边遥操作系统对提高系统的稳定性具有重要意义。对于多自由度系统需要扩展其波阻抗 b 为一矩阵。文献[6]提出可以用一个对称正定矩阵来代替波阻抗 b 实现多自由度系统的波变量控制。文献[7]使

收稿日期: 2011-02-15; 修回日期: 2011-04-28。

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金(JUSRP11127); 国家高技术研究发展计划(863计划)(2006AA04Z245)资助课题

作者简介: 于振中(1980-), 男, 讲师, 博士, 主要研究方向为机器人遥操作技术。E-mail: yzzrobot@126.com

用几何散射变量提出基于几何方法的多自由度系统的波变量控制。文献[8-9]提出了一种更一般化的阻抗矩阵的表达方法,并且给出了满足无源性的条件,但该方法并不能广泛满足多自由度遥操作系统。波变量方法虽然能够保证系统的稳定性,但是其透明性较差,为了克服波变量法透明性差的缺点,把预测器应用于波域,能够有效提高系统的透明性^[10-13]。但是,对于变时延的遥操作系统不精确的预测模型和变化的时延会带来主从端稳态位置误差,需要对该误差进行校正控制。文献[9,14-16]提出了几种稳态位置误差校正控制方法,但无法消除由于预测模型不精确带来的误差。

本文首先针对多自由度遥操作系统,建立了波变换方程,扩展了波阻抗矩阵的选择方法。针对变时延的多自由度遥操作系统,采用波预测法克服时延对系统稳定性和透明性的影响,并采用从端校正控制方法校正由于变时延和不精确的预测模型引起的主从端稳态位置误差。

1 多自由度遥操作系统的波变量法

1.1 波变量法

波变量方法中,速度 \dot{x} 和力 f 在传输之前转化为波变量 u 和 v ,信号到达另一端后再从波变量中解出速度和力信息。主端的波变换为

$$u_m = (b\dot{x}_m + f_m)/\sqrt{2b}, v_m = (b\dot{x}_m - f_m)/\sqrt{2b} \quad (1)$$

从端的波变换为

$$u_s = (b\dot{x}_{sd} + f_c)/\sqrt{2b}, v_s = (b\dot{x}_{sd} - f_c)/\sqrt{2b} \quad (2)$$

式中,对于单自由度系统 b 为波阻抗,通常为一正常数; f_m 为从端反馈回主端的力; f_c 为从端控制器产生的力; x_m 为主机器人的位置; x_{sd} 为从端机器人的期望位置; x_s 为从手的位置; T_{ms} 和 T_{sm} 为主端到从端和从端到主端的通信时延。

1.2 多自由度系统的波变换公式

将波阻抗 b 用波阻抗矩阵代替,则波变换方程的一般形式为

$$\begin{aligned} u_m(t) &= A_w \dot{x}_m(t) + B_w f_m(t) \\ v_m(t) &= C_w \dot{x}_m(t) - D_w f_m(t) \end{aligned} \quad (3)$$

和

$$\begin{aligned} u_s(t) &= A_w \dot{x}_{sd}(t) + B_w f_c(t) \\ v_s(t) &= C_w \dot{x}_{sd}(t) - D_w f_c(t) \end{aligned} \quad (4)$$

式中, A_w, B_w, C_w 和 D_w 为 $n \times n$ 的波阻抗矩阵; n 表示遥操作系统的自由度。波阻抗矩阵不能任意选择,需要满足无源性的条件^[17]。

1.3 波阻抗矩阵的选择原则

定义多自由度系统主从端功率流

$$\dot{x}_m^T f_m = \frac{1}{2} u_m^T u_m - \frac{1}{2} v_m^T v_m \quad (5)$$

$$\dot{x}_s^T f_c = -\frac{1}{2} u_s^T u_s + \frac{1}{2} v_s^T v_s \quad (6)$$

将式(3)和式(4)带入式(5)得到

$$\dot{x}_m^T f_m = \frac{1}{2} (A_w \dot{x}_m + B_w f_m)^T (A_w \dot{x}_m + B_w f_m) -$$

$$\frac{1}{2} (C_w \dot{x}_m - D_w f_m)^T (C_w \dot{x}_m - D_w f_m) \quad (7)$$

对式(7)的矩阵系数进行扩展和匹配可以得到

$$C_w^T C_w = A_w^T A_w, \quad D_w^T D_w = B_w^T B_w \quad (8)$$

对式(7)进行变形得到

$$\begin{aligned} \dot{x}_m^T f_m &= \frac{1}{2} (\dot{x}_m^T A_w^T B_w f_m + f_m^T B_w^T A_w \dot{x}_m + \\ &\quad \dot{x}_m^T C_w^T D_w f_m + f_m^T D_w^T C_w \dot{x}_m) \end{aligned} \quad (9)$$

由式(9)得到矩阵系数的约束关系

$$I = A_w^T B_w + C_w^T D_w \quad (10)$$

文献[10]根据式(8)和式(10)选择波阻抗矩阵满足

$$A_w = C_w, \quad B_w = D_w \quad (11)$$

则式(10)变为

$$I = 2A_w^T B_w \quad (12)$$

式(11)和式(12)中的阻抗矩阵要求为非奇异矩阵,且 A_w 为对称矩阵,但无需正定。可以看出满足式(11)和式(12)的波阻抗矩阵具有较大的局限性。有必要建立更加通用的波阻抗矩阵。

1.4 波阻抗矩阵的扩展

从式(10)可知 A_w^T, C_w^T, B_w 和 D_w 必须满足非奇异条件,从式(8)可以看出 A_w^T 和 C_w^T 具有相同的列空间, B_w 和 D_w 具有相同的行空间。根据式(8),通过对上述非奇异阵左乘正交矩阵得到

$$C_w = H_1 A_w, \quad D_w = H_2 B_w \quad (13)$$

式中, H_1 和 H_2 为 $n \times n$ 的正交矩阵。

为了满足式(10),和 A_w^T 和 B_w 需要满足一定的约束关系,把式(13)代入式(10)可以得到

$$I = A_w^T (I + H_1^T H_2) B_w \quad (14)$$

对式(14)左乘 A_w^{-T} (表示 A_w 逆矩阵的转置),右乘 B_w^{-T} 并进行整理得到

$$A_w^{-T} B_w^{-1} - I = H_1^T H_2 \quad (15)$$

由于 H_1^T 和 H_2 均为正交矩阵,因此 $H_1^T H_2$ 和 $A_w^{-T} B_w^{-1} - I$ 也是正交矩阵。因此,变换方程的系数矩阵 $A_w, B_w, C_w = H_1 A_w$ 和 $D_w = H_2 B_w$ 满足式(8)和式(10)。因为 $A_w^{-T} B_w^{-1} - I$ 是正交矩阵,所以

$$(A_w^{-T} B_w^{-1} - I)^T (A_w^{-T} B_w^{-1} - I) = I \quad (16)$$

式(16)左乘 $A_w B_w^T$,右乘 $B_w A_w^T$ 并整理得到

$$A_w B_w^T + B_w A_w^T = I \quad (17)$$

式(17)是 A_w 和 B_w 满足式(8)和式(10)的充要条件。

由于 $A_w B_w^T$ 是 $B_w A_w^T$ 的转置,所以从式(17)可以得出 $B_w A_w^T$ 的对称部分等于 $(1/2)I$,则 $B_w A_w^T$ 等于 $(1/2)I$ 加上一个斜对称矩阵,设斜对称矩阵为 $(1/2)S_w$ 。得到

$$B_w A_w^T = \frac{1}{2} (I + S_w) \quad (18)$$

对于正交矩阵有下式成立

$$H_2 = H_1 H_1^T H_2 \quad (19)$$

把式(19)与式(15)、式(18)结合,并整理得到

$$H_2 = H_1 (I - S_w) (I + S_w)^{-1} \quad (20)$$

因为 S_w 是斜对称矩阵,因此矩阵 $I + S_w$ 特征值的实部总是

等于 1, 即 $I + S_w$ 是可逆阵。对于任意的斜对称矩阵 S_w , $(I - S_w)(I + S_w)^{-1}$ 是正交的, 且表示 S_w 的凯莱变换。把式(20)代入式(13)并整理得到 D_w 、 H_1 、 S_w 和 A_w 的关系式

$$D_w = H_2 B_w = \frac{1}{2} H_1 (I - S_w) A_w^{-T} \quad (21)$$

综上所述, 得到 A_w 、 B_w 、 C_w 和 D_w 满足式(8)和式(10)的充要条件为: $C_w = H_1 A_w$, H_1 为任意的 $n \times n$ 的正交矩阵; $B_w = \frac{1}{2} (I + S_w) A_w^{-T}$, S_w 为任意的 $n \times n$ 的斜对称矩阵; A_w 为非奇异矩阵; $D_w = \frac{1}{2} H_1 (I - S_w) A_w^{-T}$ 。

将式(11)代入式(3)和式(4)得到简化的多自由度系统的波变换方程

$$\begin{cases} \dot{u}_m(t) = A_w \dot{x}_m(t) + B_w f_m(t) \\ \dot{v}_m(t) = A_w \dot{x}_m(t) - B_w f_m(t) \end{cases} \quad (22)$$

和

$$\begin{cases} \dot{u}_s(t) = A_w \dot{x}_{sd}(t) + B_w f_c(t) \\ \dot{v}_s(t) = A_w \dot{x}_{sd}(t) - B_w f_c(t) \end{cases} \quad (23)$$

2 多自由度变时延系统的波预测法

2.1 系统的波预测模型

针对变时延的遥操作系统, 建立带有波域预测器的遥操作控制结构如图 1 所示。图中, $G_m(s)$ 为主端的传递函数, $G_s(s)$ 为从端的传递函数包括从手及其控制器, $G_R(s)$ 为从端总的传递函数, $G_p(s)$ 为预测器期望的从端的传递函数, $1/s$ 表示积分, u_m 为前向波, v_m 为返回波。

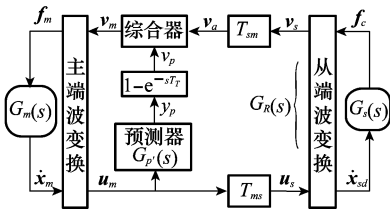


图 1 遥操作系统的波域预测控制结构

首先, 从端的 PD 控制器、波变换、从手模型参数等信息直接发送到主端, 作为主端预测器的初始条件。由于初始条件传输到主端延时了 T_{sm} 秒, 因此预测器是使用从端过去的状态来预测从端当前的状态。由图 1 可以得到预测器的方程为

$$V_p(s) = (1 - e^{-sT}) G_p(s) U_m(s) \quad (24)$$

采用综合器将 v_p 和 v_s 合并生成 u_m 。如果预测模型能够精确的描述从端模型, 则主端不会受到时延的影响, 系统具有较好的透明性。

综合器基于“能量池”来保证系统无源。定义输入综合器与从综合器输出的波变量流的差的积分为

$$D_r(t) = \int_0^t [v_a(\tau) + v_p(\tau) - v_m(\tau)] d\tau \quad (25)$$

为保证系统的无源性, 定义“能量池”来跟踪综合器提取的能量

$$E_r(t) = \int_0^t [v_a^T(\tau) v_a(\tau) - v_m^T(\tau) v_m(\tau)] d\tau \quad (26)$$

因此, 可定义综合器输出的波变量 v_m 为

$$v_m(t) = \alpha [1 - e^{-\beta E_r(t)}] D_r(t) \quad (27)$$

式中, α 和 β 为正的常数调节因子, α 决定了 $D_r(t)$ 耗散的快慢, β 决定了能量池的大小。由式(27)可以看出, 如果能量池的能量完全排空, 综合器将输出为 0 (即 $v_m = 0$), 保证了系统的无源性。

能量池不可选择的太大, 即 β 的取值不能过大, 如果能量池中的能量很多, 其耗散很费时, 不符合无源性的原则。另外, 在系统运行之初综合器需要耗费时间来初始化参数并建立能量池。

2.2 变时延条件下系统的稳定性

变时延条件下系统保持无源的条件为主端接收的能量小于其输出的能量, 即

$$\frac{1}{2} \int_0^t u_m^T u_m d\tau - \frac{1}{2} \int_0^t v_m^T v_m d\tau > 0 \quad (28)$$

从端系统耗散的能量为

$$E_d(t) = \frac{1}{2} \int_0^t u_s^T u_s d\tau - \frac{1}{2} \int_0^t v_s^T v_s d\tau \quad (29)$$

由于通信线路中的时延是不断变化的, 则在其中传输的波信号的能量大小也会发生变化, 引起波信号失真。

考虑包含在前向波 u_m 中的能量

$$\frac{1}{2} \int_0^t u_m^T u_m d\tau = \frac{1}{2} \int_0^t u_s^T u_s d\tau + E_{T_{sm}}(t) - E_{ms}(t) \quad (30)$$

同时考虑返回波 v_m 中的能量

$$\frac{1}{2} \int_0^t v_s^T v_s d\tau = \frac{1}{2} \int_0^t v_m^T v_m d\tau + E_{T_{sm}}(t) - E_{sm}(t) \quad (31)$$

式中, $E_{T_{sm}}(t)$ 和 $E_{T_{ms}}(t)$ 为储存在通信链路中的瞬时能量; $E_{ms}(t)$ 和 $E_{sm}(t)$ 为变化时延引起的主从端能量增减的变化量。由式(28)~式(31)得到

$$E_d(t) + E_{T_{sm}}(t) + E_{T_{ms}}(t) - E_{ms}(t) - E_{sm}(t) > 0 \quad (32)$$

由于从端机器人具有独立的控制系统, 因此其在整个遥操作系统中是无源环节, 则 $E_d(t)$ 符号为正, 且将随着时间的推移不断增大, 而 $E_{T_{sm}}(t)$ 和 $E_{T_{ms}}(t)$ 也为正。因此, 可以得出, 如果从端平台 $G_R(s)$ 是无源的并且能够耗散足够的能量使得式(32)成立, 则系统是无源的, 无源的系统是稳定的。从端的作业环境通常是物理上无源的被操纵物体, 而从机器人也是无源环节, 因此从端平台 $G_R(s)$ 是无源的, 因此系统是稳定的。

2.3 变时延条件下系统的稳态位置误差

设双向时延均为 T , 定义主从端的位置漂移公式

$$\epsilon(t) = x_m(t - T) - x_{sd}(t) = \int_0^t [\dot{x}_m(\tau - T) - \dot{x}_{sd}(\tau)] d\tau \quad (33)$$

由式(22)可以得到主从端期望的速度

$$\dot{x}_m(t) = \frac{1}{2} A_w^{-1} [u_m(t) + v_m(t)] \quad (34)$$

$$\dot{x}_{sd}(t) = \frac{1}{2} A_w^{-1} [u_s(t) + v_s(t)] \quad (35)$$

主从端的波变量关系为

$$u_s(t) = u_m(t - T) \quad (36)$$

$$v_m(t) = v_s(t - T) \quad (37)$$

联立式(33)~式(36)并整理得到

$$\boldsymbol{\varepsilon}(t) = -\frac{1}{2} \mathbf{A}_w^{-1} \int_{t-2T}^t \mathbf{v}_s(\tau) d\tau \quad (38)$$

假设波变量传输过程中受到了干扰,则式(36)和式(37)

改写为

$$\mathbf{u}_s(t) = \mathbf{u}_m(t - T) + \boldsymbol{\delta}_1(t) \quad (39)$$

$$\mathbf{v}_m(t) = \mathbf{v}_s(t - T) + \boldsymbol{\delta}_2(t) \quad (40)$$

式中, δ 表示波变量传输过程中由于时延和数据丢包等因素造成的误差。如果使用式(39)来计算位置漂移的话,可得到

$$\boldsymbol{\varepsilon}(t) = \int_0^t [\dot{\mathbf{x}}_m(\tau - T) - \dot{\mathbf{x}}_{sd}(\tau)] d\tau = \frac{1}{2} \mathbf{A}_w^{-1} \int_0^t [\boldsymbol{\delta}_2(\tau) - \boldsymbol{\delta}_1(\tau)] d\tau - \frac{1}{2} \mathbf{A}_w^{-1} \int_{t-2T}^t \mathbf{v}_s(\tau) d\tau \quad (41)$$

由式(41)可以看出,随着时间的推移传输误差会逐渐积累,造成稳态位置误差。假设预测模型为理想模型,综合器的能量池足够大。对图 1 所示的结构,式(34)~式(36)仍然成立,改写式(37)为

$$\mathbf{v}_a(t) = \mathbf{v}_s(t - T) \quad (42)$$

$$\mathbf{v}_m(t) = \mathbf{v}_a(t + 2T) \quad (43)$$

式(43)中,预测器补偿的返回波 \mathbf{v}_m 用来计算主手的速度,在理想预测模型下,用 \mathbf{v}_m 计算的主手速度正好与从端机器人速度相等。此时,位置漂移

$$\boldsymbol{\varepsilon}(t) = \frac{1}{2} \mathbf{A}_w^{-1} \int_0^t [\mathbf{u}_m(\tau - T) + \mathbf{v}_m(\tau - T) - \mathbf{u}_s(\tau) - \mathbf{v}_s(\tau)] d\tau = \frac{1}{2} \mathbf{A}_w^{-1} \int_0^t [\mathbf{v}_s(\tau) - \mathbf{v}_s(\tau)] d\tau = 0 \quad (44)$$

由式(44)可以看出,如果预测模型精确,则主从端不会产生稳态位置误差,而且主从端也会具有很好的位置跟随性能。

假设预测模型存在误差,则式(43)改写为

$$\mathbf{v}_m(t) = \mathbf{v}_a(t + 2T) + \boldsymbol{\delta}(t) \quad (45)$$

式中, δ 为预测波中的误差,此时位置漂移为

$$\boldsymbol{\varepsilon}(t) = \frac{1}{2} \mathbf{A}_w^{-1} \int_0^t [\mathbf{u}_m(\tau - T) + \mathbf{v}_m(\tau - T) - \mathbf{u}_s(\tau) - \mathbf{v}_s(\tau)] d\tau = \frac{1}{2} \mathbf{A}_w^{-1} \int_0^t [\mathbf{v}_s(\tau) + \boldsymbol{\delta}(\tau) - \mathbf{v}_s(\tau)] d\tau = \frac{1}{2} \mathbf{A}_w^{-1} \int_0^t \boldsymbol{\delta}(\tau) d\tau \quad (46)$$

从式(46)可以看出,不精确的预测器会带来稳态位置误差。此外,变化的传输时延和数据丢包也会引起稳态位置误差。

2.4 稳态位置误差的从端校正控制

由波变换方程可以看出,位置信息是通过解码波信号的积分得到的,波信号的积分在变时延的通信通道中传输时会使得主从端产生累积的稳态位置误差。另外,现实中很难得到从端精确的预测模型,不精确的预测模型也会产生稳态位置误差。

从图 1 可以看出,主从端的位置信息处于同一个时间

框架内,从端期望的位置跟随主端 T_{ms} 秒之后的位置,同时主端的数据也是延时 T_{ms} 秒之后到达从端。基于此提出从端校正控制方法来校正稳态位置误差。在图 1 的基础上建立带有从端校正控制的系统结构如图 2 所示。

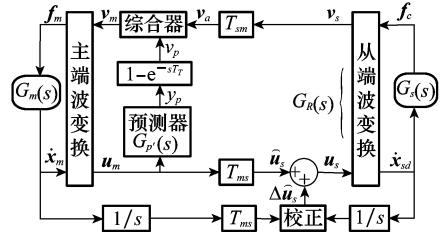


图 2 带从端校正控制的系统结构

从端校正控制算法的无源性与“综合器”相似,同样定义“能量池”跟踪从端系统耗散的能量

$$E_d(t) = \int_0^t [\hat{\mathbf{u}}_s^T \hat{\mathbf{u}}_s - \mathbf{v}_s^T \mathbf{v}_s] d\tau \quad (47)$$

由式(3)、式(13)和图 2,令 $\mathbf{H}_1 = \mathbf{H}_2 = \mathbf{I}$, 则校正项可以表示为

$$\Delta \hat{\mathbf{u}}_s(t) = \mathbf{A}_w \{ \mathbf{x}_m[t - T_{ms}(t)] - \mathbf{x}_{sd}(t) \} \cdot \gamma [1 - e^{-\delta E_d(t)}] \quad (48)$$

式中, γ 和 δ 为正的调节因子,其值的选择原则与式(27)中的 α 和 β 的选择原则相似。 γ 决定了算法收敛的速度, δ 决定了“能量池”中能量的储存快慢。由式(48)右侧后半部分中括号里的表达式可以看出,与综合器相似,当从端系统耗散的总能量趋近于零时,波变量的校正控制即停止,保证了系统的无源性。

下面说明式(48)校正主从端位置误差的原理。由图 2 可以得出

$$\mathbf{u}_s = \hat{\mathbf{u}}_s + \Delta \hat{\mathbf{u}}_s \quad (49)$$

假设系统处于近似的稳定状态,那么主手的位置 x_m 和控制器的力 f_c 可以近似的认为是常数,这种情况下,时延对系统的影响不大。另外,假设系统已经运行了足够长的时间,能量池耗散的能量 $E_d(t)$ 能够满足 $1 - e^{-\delta E_d(t)} \approx 1$ 。将式(49)带入式(23)并整理得到

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{u}_s - 2\mathbf{B}_w \mathbf{f}_c = \hat{\mathbf{u}}_s + \Delta \hat{\mathbf{u}}_s - 2\mathbf{B}_w \mathbf{f}_c \quad (50)$$

由于假设了系统处于近似稳定状态,因此输入波 \mathbf{v}_s 近似的等于 \mathbf{v}_a 。另外,主端波变量 \mathbf{u}_m 为预测器的输入。预测模型和实际模型之间存在一定的模型误差,但是当从端位置不变时从端的力反馈也不变,此时,可以认为预测模型与从端实际模型具有相同的稳态响应。因此,稳态时波变量 \mathbf{v}_m 应该近似的等于 \mathbf{v}_s 。假设主手的速度为零,则波变量 \mathbf{u}_m 正好为波变量 \mathbf{v}_m 的负反射波。最后,在稳定状态下,时延不影响前向波 \mathbf{u}_m , 则 $\hat{\mathbf{u}}_s \approx \mathbf{u}_m$ 。根据以上几点可以得出 $\hat{\mathbf{u}}_s \approx -\mathbf{v}_s$, 则

$$\mathbf{v}_s \approx \mathbf{v}_a \approx \mathbf{v}_m \approx -\mathbf{u}_m \approx -\hat{\mathbf{u}}_s \quad (51)$$

因此式(50)可以改写为

$$\hat{\mathbf{u}}_s = -\frac{1}{2} \Delta \hat{\mathbf{u}}_s + \mathbf{B}_w \mathbf{f}_c \quad (52)$$

联立式(4),式(49)和式(52)可以得到

$$\dot{x}_{sd} = A_w^{-1}(\hat{u}_s + \Delta\hat{u}_s) - A_w^{-1}B_w f_c = \frac{1}{2}A_w^{-1}\Delta\hat{u}_s \quad (53)$$

则

$$\Delta\hat{u}_s = 2A_w\dot{x}_{sd} \quad (54)$$

将式(54)带入式(48)得到系统处于稳定状态时

$$\dot{x}_{sd} = \frac{\gamma}{2}\{x_m[t - T_{ms}(t)] - x_{sd}(t)\} \quad (55)$$

至此,我们可以看出式(48)能够使得 x_{sd} 渐进趋于 x_m 实现稳态位置误差的校正。

3 实验

为了验证带从端位置校正的波域预测控制方法用于多自由度变时延遥操作系统的有效性,以三自由遥操作系统为例进行实验研究。

建立如图 3 所示的双边遥操作实验系统。主手为一台 PHANTOM Desktop 型力反馈主手,具有三维力觉,从手为自主研制的六自由度串联机械臂,实验中考虑其前 3 个关节。使用软件模拟网络时延每一个待传输的数据包时延在 400~450 ms 的几率为 50%,450~500 ms 的几率为 25%,500~550 ms 的几率为 15%,550~600 ms 的几率为 10%。选择预测模型综合器的参数 $\alpha=20, \beta=1.5$ 。选择校正控制算法的参数 $\gamma=10, \delta=2$ 。选择波阻抗矩阵

$$A_w = \begin{bmatrix} 6 & 1 & 1 \\ 1 & 5 & 1 \\ 1 & 1 & 5 \end{bmatrix}, S_w = \begin{bmatrix} 0 & -0.5 & 0 \\ 0.5 & 0 & 0.5 \\ 0 & -0.5 & 0 \end{bmatrix} \quad (56)$$

使用拉格朗日方程建立操作臂动力学方程

$$\tau = D(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) + N(q) \quad (57)$$

实验中,位置和力的采样周期为 0.1 s。操作者通过所搭建的遥操作系统分别采用波变量法、波预测法和所研究的从端校正波预测法控制操作臂在自由空间中运动。

实验结果以主从机器人肩关节(第二关节)的力和位置跟踪曲线为例分析算法的有效性。为了增强曲线图的可读性,对图中的曲线做了一定的平滑处理。从图 4~图 6 所示的主从端角度和扭矩的跟踪曲线可以看出,波变量方法能够保证系统的稳定性,但是其透明性较差;波预测方法在控制的透明性上有明显的改善但是其存在较大的稳态位置误差;带从端校正的波预测控制方法能够显著减少系统的稳态位置误差,不但能保证系统的稳定性,而且能保证系统具有较高的透明性。

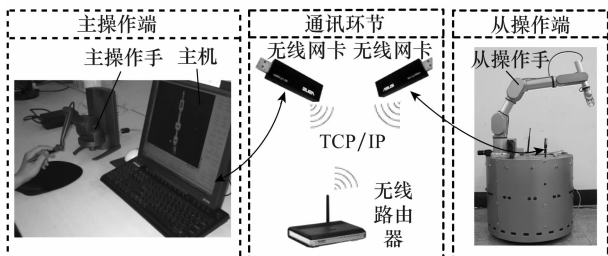
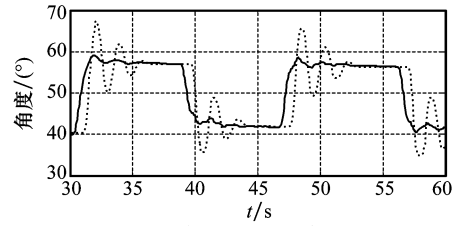
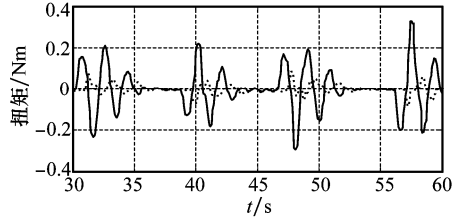


图 3 实验系统结构图



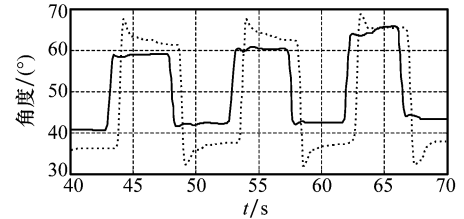
(a) 主从端角度跟踪曲线



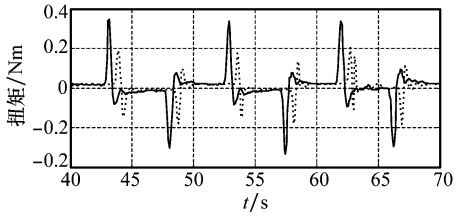
(b) 主从端力矩跟踪曲线

——: 主端;: 从端。

图 4 波变量法的主从端跟踪曲线



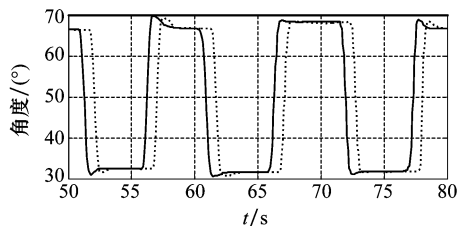
(a) 主从端角度跟踪曲线



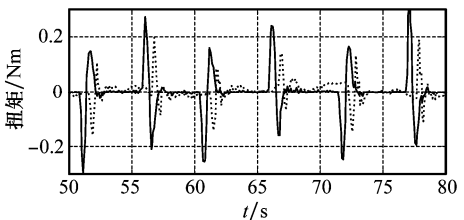
(b) 主从端力矩跟踪曲线

——: 主端;: 从端。

图 5 波预测法主从端位置/力矩跟踪曲线



(a) 主从端角度跟踪曲线



(b) 主从端力矩跟踪曲线

——: 主端;: 从端。

图 6 带从端校正的波预测法主从端位置/力矩跟踪曲线

4 结 论

通过以上研究得出如下结论:

(1) 利用波阻抗矩阵代替波阻抗 b 得到多自由度遥操作系统的波变换方程,从能量的角度得出了波阻抗矩阵的选择需要满足的约束关系,根据约束关系和波阻抗矩阵之间的内在关系扩展了波阻抗矩阵的选择方法。为多自由度遥操作系统的波变量控制提供了条件。

(2) 将波预测方法用于变时延的多自由度遥操作系统的时延补偿,并且提出从端校正控制方法来校正由于变化时延和预测模型不精确引起的稳态位置误差,该方法能够保证系统的稳定性,且能提高系统的透明性。

(3) 以三自由度的变时延双边遥操作系统为例,设计了遥操作实验,将扩展的波变换公式、波域预测法和从端稳态位置误差校正方法用于实验系统,证明了带从端位置校正的波预测方法能够保证变时延遥操作系统的稳定性,并且具有较高的透明性。

参考文献:

- [1] Li H J, Song A G. Virtual-environment modeling and correction for force-reflecting teleoperation with time delay [J]. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2007, 54(2): 1227 - 1233.
- [2] Hokayem P F, Spong M W. Bilateral teleoperation: an historical survey[J]. *Automatica*, 2006, 42(12): 2035 - 2057.
- [3] Polushin I G, Liu P X, Lung C H. A force-reflection algorithm for improved transparency in bilateral teleoperation with communication delay[J]. *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, 2007, 12(3): 361 - 374.
- [4] Niemeyer G, Slotine J J E. Stable adaptive teleoperation[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1991, 16(1): 152 - 162.
- [5] Anderson R J, Spong M W. Bilateral control of teleoperators with time delay[J]. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 1989, 34(5): 494 - 501.
- [6] Niemeyer G. Using wave variables for system analysis and robot control[C] // *Proc. of the IEEE Conference on Robotics and Automation*, 1997: 1619 - 1625.
- [7] Stramigioli S, Vander S A, Maschke B, et al. Geometric scattering in robotic telemanipulation[J] *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, 2002, 18(4): 588 - 596.
- [8] Munir S, Book W J. Wave-based teleoperation with prediction[C] // *Proc. of the American Control Conference*, 2001: 4605 - 4611.
- [9] Munir S, Book W J. Internet-based teleoperation using wave variables with prediction[J]. *IEEE/ASME Trans. on Mechatron*, 2002, 7(2): 124 - 133.
- [10] Munir S, Book W J. Control techniques and programming issues for time delayed internet based teleoperation[J]. *ASME Journal of Dynamic Systems Measurement and Control*, 2003, 125(2): 205 - 214.
- [11] 张永林, 宋爱国. 时延遥操作系统的从端预测无源性[J]. *东南大学学报(自然科学版)*, 2009, 39(2): 293 - 298. (Zhang Y L, Song A G. Time-delayed teleoperation using passivity controller with predictors on slave side[J]. *Journal of Southeast University (Natural Science Edition)*, 2009, 39(2): 293 - 298.)
- [12] Ganjetar S, Momeni H, Janabi-sharill F. Teleoperation systems design using augmented wave-variables and smith predictor method for reducing time-delay effects[C] // *Proc. of the IEEE International Symposium on Intelligent Control*, 2002: 333 - 338.
- [13] Arioui H, Kheddar A, Mammari S. A predictive wave-based approach for time delayed virtual environments haptics systems[C] // *Proc. of the IEEE International Workshop on Robot and Human Interactive Communication*, 2002: 134 - 139.
- [14] Yokokohji Y, Imaida T, Yoshikawa T. Bilateral teleoperation under time-varying communication delay [C] // *Proc. of the IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, 1999: 1854 - 1859.
- [15] Mirfakhrai T, Payandeh S. A delay prediction approach for teleoperation over the internet[C] // *Proc. of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2002: 2178 - 2183.
- [16] Yokokohji Y, Imaida T, Yoshikawa T. Bilateral control with energy balance monitoring under time-varying communication delay [C] // *Proc. of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2000: 2684 - 2689.
- [17] Hannaford B, Ryu J H. Time-domain passivity control of haptic interfaces[J]. *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, 2002, 18(1): 1 - 10.