ゲインスケジューリングに基づくマスタアームの
可変インピーダンス制御*藤本 英雄^{*1}, 佐野 明人^{*1}, 花井 貴史^{*2}

Variable Impedance Control of Master Arm Based on Gain Scheduling

Hideo FUJIMOTO, Akihito SANO and Takashi HANAI

The technical application of a master-slave system is a very attractive for micromanipulation and a power amplifier. In the master-slave system, the human being must instruct the slave by operating the master, in order to execute the tasks. In this paper, variable impedance control of the master arm is discussed on the basis of H_∞ control theory. Impedance control is useful for adjusting the dynamic characteristics of the master arm, such as the apparent decrease of inertia. However, it is difficult to determine the impedance parameters uniquely, since the desired impedance varies according to the operating conditions. Therefore, in view of maneuverability and stability, the damping factor of the reference impedance is varied according to information on acceleration and velocity. The aim of this study is to design a time-varying controller dependent on the damping factor, based on gain scheduling. The gain-scheduled problem can be solved via elementary manipulations on linear matrix inequalities (LMI). The validity of variable impedance control, in which an operation force is actively utilized, is confirmed in control experiments using a direct-drive master system.

Key Words: Measurement and Control, Robust Control, Maneuverability, Master-Slave System, Variable Impedance Control, Gain Scheduling, H_∞ Control Theory, Linear Matrix Inequality

1. は じ め に

近年, 人間による高度な作業(例えばマイクロ外科手術)を支援するシステムの開発が盛んになっている⁽¹⁾. このようなシステムの一つにマスタスレーブシステムがある⁽²⁾. 人間はマスタアームと呼ばれる装置を介して, 遠隔あるいは微小世界の対象物に対し操作を加える. また, 仮想世界を対象とした場合, マスタは力覚提示装置の役目を果たす. このとき, マスタの動特性(慣性, 粘性, 剛性)をインピーダンス制御⁽³⁾などによって適切に調整することで, 操作者は対象物を直接扱っている感覚をもち, 臨場感を得ることができる⁽⁴⁾⁽⁵⁾. このインピーダンス制御の考え方は, さまざまな形でマスタスレーブシステムに適用されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾.

マスタの見かけ上の慣性は, 操作性を考えた場合, 小さくするのが望ましい. 一方, 粘性は系の安定性や減衰性も考慮すると, ある一定の値に固定することは難しい. 池浦ら⁽⁸⁾は, 人間が物体の移動動作時と停止動作時において, 筋肉の粘性を変化させていることを

確認し, ロボットに同様な動特性をもたせた場合, 人間に近い動きをすることを報告している. また, ロボットアームの位置決め制御に関する研究の中で, 古荘ら⁽⁹⁾は, 電気粘性流体を組込んだ粘性可変ダンパを用い, 目標位置に近づいたところで粘性を上げることによって, 高速かつ高精度な位置決めを実現している. しかし, いずれも簡単な切替え則によって2種類の粘性を選択しているにとどまっている. 本研究では, 連続的に粘性が変化させられる可変インピーダンス制御に関して議論する.

最近, ロバスト制御理論として注目されている H_∞ 制御⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾あるいは μ -解析・設計の枠組みの中で, マスタスレーブシステムに対する制御系設計が議論され始めている. Kazerooni ら⁽¹²⁾は, 人間の特性も含めた形でいくつかの設計仕様を満たす単一の補償器を H_∞ 制御理論を用いて設計している. また, Francis ら⁽¹³⁾は, μ -設計を用いて通信遅れの問題を取扱っている. 坂口ら⁽⁴⁾は, モデルの不確かさを陽に設計に導入している. いずれにおいても, 設計仕様の中にマスタのインピーダンス制御の実現が盛り込まれている. ただし, 力センサ情報を用いない場合を扱っており, また, 目標とするインピーダンスも固定されている.

本研究では, H_∞ 制御理論を用いたインピーダンス

* 原稿受付 1996年7月29日.

*¹ 正員, 名古屋工業大学(〒466 名古屋市昭和区御器所町).*² 名古屋工業大学大学院.

制御を行う。また、積極的に力センサ情報を用いる。さらに、操作性および減衰性の向上を図るために、操作状況に応じて目標の粘性を滑らかに変化させる可変インピーダンス制御を提案する。具体的には、目標粘性値の変化による時変補償器をゲインスケジューリングの手法により構成する。また、 H_∞ 制御が凸計画化問題に帰着されることから、LMIによる補償器の導出を行う。

2章では、開発したマスタスレーブシステムの仕様・特性について述べる。3章では、可変インピーダンス制御を実現するための制御構造を考える。また、操作力および速度を入力とする2入力補償器の有効性を示す。さらに、 H_∞ 制御理論ベースのゲインスケジューリングについて述べ、可変インピーダンス制御が適用可能であることを示す。4章では、 H_∞ 制御理論のLMIによる可解条件および補償器の導出について述べ、ゲインスケジューリングをLMI問題へ帰着させる。5章では、操作性を考慮した粘性の調整アルゴリズムについて述べ、実装すべき補償器を導出する。さらに、実システムを用いた操作実験から可変インピーダンス制御の有効性を示す。

2. リニア DD マスタスレーブシステム

多自由度のマスタスレーブシステムが一部実用レベルの段階までできている。しかし、電気式マスタスレーブシステムは、安定性および操作性の観点から必ずしも十分な特性をもっていない。したがって、より一層の性能向上を図るために、制御理論から検討を行うことが重要である。ただし、実用を意識した多自由度システムに対して、理論検討を行うときさまざまな要因が複雑に絡み合い、問題点が不明確になる。そこで、本研究では、自由度を1自由度に限定して検討を行う。

図1は、2台の直動形のダイレクトドライブ(DD)モータを用いた各1自由度のマスタスレーブシステムを示している。DDモータはバックドライバビリティを有し、バックラッシュがないという特徴をもつ。本研究では、市販されているDDモータの中でも、低摩擦で推力特性の優れたNSK製のメガスラストモータを採用した。表1におおの仕様を示す。

モータの駆動には専用のドライブユニット(EM型)を用いた。入力電源は、ノイズフィルタを介したものを使用した。また、制御モードとしてアナログ入力(± 10 V)による推力制御モードを用いる。推力指令から各相へ流す電流を求める転流制御をソフトウェアで処理して、VR形モータのもつ非線形な推力特性を

Table 1 Specification of master-slave

	Master	Slave
Motor type	YA11060	YA21084
Weight [kg]	4.5	6.5
Viscous coefficient [Ns/m]	19.95	19.14
Maximum force [N]	100	200
Maximum speed [m/s]	1.8	
Resolution [μ m]	4

Fig. 1 Master-slave system

ドライバ内部で補償している。位置検出を行うリニアレゾルバは、レゾルバディジタル変換器により、 $1\mu\text{m}$ あるいは $4\mu\text{m}$ の分解能の位置検出が可能となる。本研究では、操作時の最高速度を考慮して、 $4\mu\text{m}$ の分解能に設定している。

本研究では、平行平板構造の力センサを自作し使用する。図1に見られるように、マスタには操作ハンドルとDDモータのスライダ部の間に力センサが配置されている。センサ剛性は、 $1.04 \times 10^6 \text{ N/m}$ である。ひずみゲージアンプとしてユニパルス製のAM20を使用し信号増幅した。また、不要な高周波成分を除去するため、 150 Hz のローパスフィルタが設定してある。

3. 可変インピーダンス制御

3.1 目標インピーダンスと制御構造 マスタの質量を M_m 、粘性摩擦係数を Q_m (表1参照)とすると、操作力 f_m から速度 v_m までの伝達関数 P_m は以下のようになる。

$$P_m = \frac{1}{M_ms + Q_m} \quad \dots\dots\dots (1)$$

また、目標インピーダンス Z_m を式(2)のように表す。

$$Z_m = \alpha M_ms + \beta Q_m \quad \dots\dots\dots (2)$$

本研究では、図2に示すような制御構造を考える。その特徴を以下にまとめる。

(1) 式(2)に示す目標インピーダンスにおいて、

Fig. 2 Structure of variable impedance control

α を固定し, β を実時間で滑らかに変化させる可変インピーダンス制御を行う。したがって, 求める補償器は $\beta(t)$ に依存した形となる。

(2) 本研究では, 力センサ情報を用いることを前提としており, 補償器への入力を操作力 f_m から算出した速度目標値 v_{md} とアーム速度 v_m との偏差 e_m とする。

ここで, 補償器 $K_m(\beta(t))$ の求め方は, 3・4 節, 4 章および 5 章で詳しく述べる。また, $\beta(t)$ を陽に残した形で $Z_m^{-1}(\beta(t))$ を離散化しておけば, v_{md} を実時間で計算することは可能であるが, 3・2 節では, この計算処理を H_∞ 補償器の内部に含ませることを考える。

3・2 H_∞ 制御理論と一般化制御対象 3・1 節で述べたように, 速度目標値 v_{md} は実時間で計算可能であるが, 処理を一括して済ませることを目的とし, v_{md} 生成のもととなっている操作力 f_m を直接用いることを考える⁽¹⁴⁾。ただし, その妥当性を 3・3 節に示す。修正した制御構造を H_∞ 制御理論の枠組みで一般化制御対象としてブロック線図に書き表わすと図 3 のようになる。ただし, β を固定した場合で議論する。ここで, 外生信号 w は操作力 f_m であり, 制御入力 u はマスタへの推力指令値 u_m である。ただし, DD モータを使用しているので, 指令値どおりの推力が発生していると考ええる。また, 観測量 y_1 および y_2 は, マスタの速度 v_m と操作力 f_m をとっている。

次に, 制御量(小さくしたい量) z_1 および z_2 , 周波数重み関数 W_m および W_z について説明する。インピーダンス制御の実現を一つの設計仕様として考えた場合, 次式で表されるような制御量 z_2 を導入すればよい。

$$z_2 = W_z(Z_m^{-1}f_m - v_m) \dots\dots\dots (3)$$

ここで, 目標インピーダンスをなるべく高周波域まで達成させるために, 重み関数 W_z をローパスフィルタに設定している。一方, 推力を高周波域で抑えるために, u_m をハイパスフィルタの重み関数 W_m を通して, 制御量 z_1 としてとった。

H_∞ 制御理論では, 外生信号 w から制御量 z までの

Fig. 3 Generalized plant

伝達関数 Φ が, $\|\Phi\|_\infty < \gamma$ となるように補償器 K_m を求めることになる⁽¹⁵⁾。ただし, $\|\cdot\|_\infty = \sup_\omega \bar{\sigma}(\cdot)$ ($\bar{\sigma}(\cdot)$ は最大特異値)である。ここで, 一般化制御対象が式(4)の状態空間表現(付録 1 参照)で, 補償器が式(5)の実現で表されるものとする。

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1w + B_2u \\ z = C_1x + D_{11}w + D_{12}u \dots\dots\dots (4) \\ y = C_2x + D_{21}w + D_{22}u \end{cases}$$

$$A \in \mathcal{R}^{n \times n}, D_{11} \in \mathcal{R}^{p_1 \times m_1}, D_{22} \in \mathcal{R}^{p_2 \times m_2}$$

$$K_m = D_K + C_K(sI - A_K)^{-1}B_K \quad A_K \in \mathcal{R}^{k \times k}$$

$$\dots\dots\dots (5)$$

3・3 操作力と速度目標値 図 3 に示した一般化制御対象に対して, 制御系設計 CAD(MATLAB)を用いて補償器設計を行った。ただし, $\alpha = \beta = 0.5$ の固定とし, 周波数重み関数を次のようにした。

$$W_m = \frac{3 \times 10^3 s}{s + 5 \times 10^4}, W_z = \frac{32}{s + 1 \times 10^{-4}} \dots\dots\dots (6)$$

図 4 に補償器(4 次)のボード線図を示す。実線がゲイン, 破線が位相を示している。また, K_{m1} , K_{m2} は次のようなものである。

$$u_m = \begin{bmatrix} K_{m1} & K_{m2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_m \\ f_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{m1} & K_{m2}Z_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_m \\ v_{md} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

図 4 からわかるように, v_m および v_{md} を入力とした補償器として見た場合, ゲインが等しく位相が 180° 反転していることから, 図 2 に示す偏差 e_m をフィードバックしていることと等価になっていることがわかる。

得られた補償器を双一次変換で離散化し, 実システムに実装し, v_m および f_m を用いて操作実験を行った。図 5 に速度の時間変化を示す。実線がマスタの速度であり, 破線が速度目標値である。図からわかるように, 十分な一致が図られている。

Fig. 4 Bode plots of controller

Fig. 5 Time variation of velocity

以上のことから、本研究では、操作力および速度を入力とする2入力補償器を用いる。

3.4 ゲインスケジューリング 3.1節で問題となった β により変化する補償器については、ゲインスケジューリングの枠組みに当てはめて考えることができる。ゲインスケジューリングは、非線形あるいは線形時変システムのあるクラスを制御する際に広く使われている手法である⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾。

動作環境のすべての範囲でロバストな線形時不変な補償器を求めると、保守的な補償器となってしまう制御性能を上げることができない。この場合、環境の変化によって補償器を変化させるゲインスケジューリングが有効となってくる。本研究のように、設計仕様自体が変化する場合でも、同様にゲインスケジューリングが可能であると考えられる。

以下で議論するゲインスケジューリングによる設計手法は、次式で表されるような時変パラメータ $p(t)$ を含む制御対象 $G(.,p)$ に適用することができる⁽¹⁸⁾。

$$G(.,p) \begin{cases} \dot{x} = A(p)x + B_1(p)w + B_2u \\ z = C_1(p)x + D_{11}(p)w + D_{12}u \cdots \cdots (8) \\ y = C_2x + D_{21}w + D_{22}u \end{cases}$$

$$p(t) = (p_1(t), \dots, p_n(t)), p_i \leq p_i(t) \leq \bar{p}_i$$

ここで、 $A(\cdot), B_1(\cdot), C_1(\cdot), D_{11}(\cdot)$ は、 $p(t)$ のアフィン関数である。アフィン関数とは、変数と定数の一次結合により表される関数である。また、ゲインスケジューリングされた補償器 $K(.,p)$ は、以下の仕様を満たすように設計することと等価となる。

(1) パラメータ $p(t)$ の変化しうるすべての領域

Fig. 6 Gain scheduled H_∞ problem

で閉ループ系が安定である。

(2) w から z までの H_∞ ノルムがある値 $\gamma(>0)$ 未満である。

図3を可変インピーダンスに改めてまとめて書き表すと、図6に示すような簡単なブロック線図になる。本研究では、 $A(\cdot)$ が $\beta(t)$ のアフィン関数となることから、 $\beta(t)$ を時変パラメータとするゲインスケジューリングが可能となる(付録1参照)。

従来、スケジューリングする領域の何点かで安定性を確認する必要があったが、指定したすべての領域での安定性も考慮した設計問題は、4章で述べるLMI条件として書き表すことができる。

4. LMI問題

4.1 LMIの特徴 LMI(Linear Matrix Inequality)は線形行列不等式の略で、一般に次式のような表現をとる。

$$M(x) < 0 \cdots \cdots \cdots (9)$$

ここで、 $M(x)$ は m 次元ベクトルの線形あるいはアフィン関数で、 n 次元対称行列である。

LMIの特徴はその凸性にあり、解を探索して求めることができる。近年、多くの制御系設計仕様やロバスト安定条件が、LMI条件として書き表すことができることがわかってきている^{(18)~(20)}。さらに、このLMI条件を凸計画問題として定式化し直し、数値計算の解法によって解を得ようという動きが盛んになりつつある⁽²¹⁾。また、 H_∞ 制御理論もその範ちゅうに入り、標準問題における前提条件を緩めることができるなどの特徴をもつ。

4.2 H_∞ 制御理論のLMIによる可解条件 本節では、本研究における議論を進める上で必要な要点をGahinetら⁽¹⁸⁾の議論に従ってまとめておく。

w から z までの閉ループ伝達関数の実現が、次式のように表されるとする。

$$\mathcal{F}(G, K)(s) = D_{cl} + C_{cl}(sI - A_{cl})^{-1}B_{cl} \cdots \cdots (10)$$

有界実定理より、 w から z までの H_∞ ノルムを γ 未満にする γ -準最適化補償器の可解条件は、次式のLMIが対称正定解 X_{cl} をもつことで表される⁽¹⁸⁾。

$$\begin{bmatrix} A_{cl}^T X_{cl} + X_{cl} A_{cl} & X_{cl} B_{cl} & C_{cl}^T \\ B_{cl}^T X_{cl} & -\gamma I & D_{cl}^T \\ C_{cl} & D_{cl} & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad \cdots (11)$$

しかし、この条件式には、式(10)からわかるように補償器の未知パラメータが含まれることになる。そこで、未知パラメータを Θ とおき分離する。

$$\Theta = \begin{bmatrix} A_K & B_K \\ C_K & D_K \end{bmatrix} \quad \cdots (12)$$

ここで、次のような記号を導入する。ただし、 $0, I$ はそれぞれ零行列および単位行列であり、添字はそのサイズを表し式(4)の定義に従う。また、関係する要素のサイズからそのサイズが自明の場合は省略する。

$$\begin{aligned} A_0 &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 0_{k \times k} \end{bmatrix} & B_0 &= \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_0 &= [C_1 \quad 0] \\ \mathcal{B} &= \begin{bmatrix} 0 & B_2 \\ I_k & 0 \end{bmatrix} & \mathcal{C} &= \begin{bmatrix} 0 & I_k \\ C_2 & 0 \end{bmatrix} \quad \cdots (13) \\ \mathcal{D}_{12} &= [0 \quad D_{12}] & \mathcal{D}_{21} &= \begin{bmatrix} 0 \\ D_{21} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

式(12)、(13)を用いて変数変換することにより、式(11)は次のように書き表すことができる(付録2参照)。

$$\Psi_{X_{cl}} + \mathcal{Q}^T \Theta^T \mathcal{P}_{X_{cl}} + \mathcal{P}_{X_{cl}}^T \Theta \mathcal{Q} < 0 \quad \cdots (14)$$

ここで、

$$\Psi_{X_{cl}} := \begin{bmatrix} A_0^T X_{cl} + X_{cl} A_0 & X_{cl} B_0 & C_0^T \\ B_0^T X_{cl} & -\gamma I & D_{11}^T \\ C_0 & D_{11} & -\gamma I \end{bmatrix} \quad \cdots (15)$$

$$\mathcal{P}_{X_{cl}} := (\mathcal{B}^T X_{cl}, 0_{(k+m_2) \times m_1}, \mathcal{D}_{12}^T)$$

$$\mathcal{Q} := (\mathcal{C}, \mathcal{D}_{21}, 0_{(k+p_2) \times p_1})$$

式(14)からわかるように、未知パラメータ Θ が分離されている。さらに、式(14)のLMIが Θ について可解になるための条件は、以下のLMIを満たす R, S が存在することと等価である。

$$\begin{bmatrix} \mathcal{N}_R & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} AR + RA^T & RC_1^T & B_1 \\ C_1 R & -\gamma I & D_{11} \\ B_1^T & D_{11}^T & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{N}_R & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} < 0 \quad \cdots (16)$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{N}_S & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T S + SA & SB_1 & C_1^T \\ B_1^T S & -\gamma I & D_{11}^T \\ C_1 & D_{11} & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{N}_S & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} < 0 \quad \cdots (17)$$

$$\begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} \geq 0 \quad \cdots (18)$$

ここで、 $\mathcal{N}_R$ と $\mathcal{N}_S$ はそれぞれ (B_2^T, D_{12}^T) と (C_2, D_{21}) の零化空間の基底である。また、式(18)は、正定性(R

$> 0, S > 0$) およびカップリング条件($\lambda_{\min}(RS) \geq 1$)を一つにまとめたものである。

4.3 補償器の導出 ここでは、4.2節で示した可解条件から補償器を導出する手順について簡単に述べる。まず、式(16)~(18)を R, S, γ について解く。次に、式(19)から補償器の次数 k を決定する。

$$\text{Rank}(I - RS) \leq k \quad \cdots (19)$$

さらに、式(20)を満たすような列フルランクの行列 M, N (補償器の次数と同じ列数) を求める。

$$MN^T = I - RS \quad \cdots (20)$$

すると、適切な X_{cl} は次の線形方程式の唯一解として得られる。

$$\begin{bmatrix} S & I \\ N^T & 0 \end{bmatrix} = X_{cl} \begin{bmatrix} I & R \\ 0 & M^T \end{bmatrix} \quad \cdots (21)$$

最後に、式(14)のLMIを Θ に関して解く。結果として、補償器の A_K, B_K, C_K, D_K が得られる。LMIの解法に関しては、LMI Control Toolbox⁽²²⁾ の `hinfmi.m` を用いる。

4.4 ゲインスケジューリングのLMI問題への帰着

ゲインスケジューリングにおいて、指定したすべての領域での安定性も含めた設計問題は、次に示すようなLMI問題に帰着させることができる⁽²²⁾。すなわち、次のLMIを満たす対称行列 R, S が存在すれば、ゲインスケジューリング問題が可解となる。

$$\begin{bmatrix} \mathcal{N}_R & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A_i R + RA_i^T & RC_{1i}^T & B_{1i} \\ C_{1i} R & -\gamma I & D_{11i} \\ B_{1i}^T & D_{11i}^T & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{N}_R & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} < 0 \quad \cdots (22)$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{N}_S & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A_i^T S + SA_i & SB_{1i} & C_{1i}^T \\ B_{1i}^T S & -\gamma I & D_{11i}^T \\ C_{1i} & D_{11i} & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{N}_S & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} < 0 \quad \cdots (23)$$

$$i = 1, \dots, 2^n$$

$$\begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} \geq 0 \quad \cdots (24)$$

ここで、 $A_i, B_{1i}, C_{1i}, D_{11i}$ は、設計点 Π_i のときの状態空間表現の係数である。

各設計点での補償器は、4.3節に示したように求め、これらを式(25)のように線形結合することにより、任意の状態における補償器を得る。ただし、 n は時変パラメータの数である。

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} A_K(p(t)) & B_K(p(t)) \\ C_K(p(t)) & D_K(p(t)) \end{bmatrix} \\ &= \sum_{i=1}^{2^n} \lambda_i(t) \begin{bmatrix} A_K(\Pi_i) & B_K(\Pi_i) \\ C_K(\Pi_i) & D_K(\Pi_i) \end{bmatrix} \quad \cdots (25) \end{aligned}$$

ここで,

$$p(t) = \sum_{i=1}^{2n} \lambda_i(t) \Pi_i \quad \lambda_i \geq 0 \quad \sum_{i=1}^{2n} \lambda_i = 1 \quad \dots\dots\dots (26)$$

5. 操作実験

5.1 操作性を考慮した粘性の調整 本研究では, 設計点として β が 0.5 および 5.0 の場合を選ぶ. したがって, $\Pi_1=0.5$ および $\Pi_2=5.0$ となる. さらに, パラメータ $\lambda(t)$ を導入して $\beta(t)$ を次のようにおく.

$$\beta(t) = \lambda(t) \Pi_1 + (1 - \lambda(t)) \Pi_2 \quad (0 \leq \lambda \leq 1) \quad \dots\dots\dots (27)$$

二つの設計点でおのおの補償器を求め, 式(25)に従うと任意の場合の補償器は, 式(28)のように表すことができる.

$$K_m(\beta(t)) = \lambda(t) \begin{bmatrix} A_K(\Pi_1) & B_K(\Pi_1) \\ C_K(\Pi_1) & D_K(\Pi_1) \end{bmatrix} + (1 - \lambda(t)) \begin{bmatrix} A_K(\Pi_2) & B_K(\Pi_2) \\ C_K(\Pi_2) & D_K(\Pi_2) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (28)$$

これにより, 可変インピーダンス制御が可能となる.

次に, 図7を用いてパラメータ λ の設定アルゴリズムについて述べる. マスタの加速度 a_m がある加速度 a_0 を下回ったら停止動作に入ったとみなす. ただし, 操作方向が異なっても対応できるように, a_m に $v_m/|v_m|$ が掛けてある. 停止動作時は, 減速するに従い粘性が上がるように, パラメータ λ を速度 v_m に比例(比例係数 c_0)して変化させる. ただし, λ は 1 を越えられないので, $c_0|v_m| > 1$ の場合は $\lambda=1$ に固定する. 本実験では, $a_0 = -1.0 \text{ m/s}^2$, $c_0 = 1.5$ とした.

5.2 操作性評価 まず, 操作性の評価として, 位置決め動作に対する評価を行う. 実験結果を図8に示す. 実線は可変インピーダンスを行った場合を示している. 比較のために, その他二つのケースで実験を行った. 破線は β を式(29)のような周波数の関数(低周波域で 0.5, 高周波域で 5.0)として与えて, H_∞ 制御問題を解いた場合を示している.

$$\beta = \frac{5s + 25}{s + 50} \quad \dots\dots\dots (29)$$

ただし, 粘性の切換え周波数は, 通常の操作を妨げないように実験から約 15 rad/s に定めた. また, 一点鎖線は $\alpha = \beta = 0.5$ に固定した場合を示している.

図8からわかるように, 過渡応答性および操作力の低減の両面において, 可変インピーダンス制御が一番よい結果を示している. 過渡応答に関しては, β を周波数の関数として設計した場合は, 他の二つと比べてその立ち上がりはかなり遅くなっている. 操作力に関しては, 可変インピーダンス制御の場合, 小さな値となっており, マスタを最終的に位置決めする際に, 小

Fig. 7 Design algorithm of λ

Fig. 8 Experimental result (positioning)

Fig. 9 Experimental result (repetition)

さな操作力で十分であることがわかる.

次に, 反復運動に関する評価を行う. 実験結果を図9に示す. 図中の各線は図8の場合と同様である. 操作力の時間変化に注目すると, 可変インピーダンス制御を用いたほうが, 全体的に操作力が小さくてすむことが確認できる.

6. 結 論

本研究では, マスタアームの制御系設計において, 操作状況に応じて粘性が変化させられる可変インピーダンス制御に関して議論した. 以下に得られた結果をまとめる.

(1) インピーダンス制御に対する設計仕様を H_∞ ノルムにより規定し, 操作力 f_m および速度 v_m を入力とする 2 入力補償器を導出した. また, 本補償器が, 指定したインピーダンスを実現する上での速度目標値 v_{md} と速度 v_m との偏差をフィードバックしたものと

等価になっていることを示した。

(2) 操作状況に応じて、目標の粘性を実時間で滑らかに変化させられる可変インピーダンス制御を提案した。設計仕様に組み込まれた目標インピーダンスの変化による時変補償器をゲインスケジューリングの手法により構成した。さらに、LMI 問題としてスケジューリングするすべての領域での安定性を考慮した設計を行った。

(3) 粘性係数の変化率 β をパラメータ λ を用いて表し、任意の場合の補償器を二つの設計点での補償器と λ を使って線形結合で表現した。また、粘性の調整アルゴリズムとしては、マスタの加速度に注目し、停止動作に入ってから減速するに従い粘性が上がるように、パラメータ λ を速度に比例して変化させた。

(4) 制御実験として、位置決め動作と反復運動を行った。また、比較のために、 β を周波数の関数として設計した場合と、 α および β を固定して設計した場合の実験を行った。実験結果から、過渡応答性および操作力の低減の両面において、提案した可変インピーダンス制御の有効性が示された。

今後の課題として、スケジューリングパラメータの設計に関して、より理論的な側面から検討を行っていく予定である。すなわち、システムの安定論および人間工学の観点から、具体的なタスクに対して、マスタスレーブシステムあるいは操作者である人間の状態に応じてパラメータを変化させることを考える。

最後に、LMI に関して適切なご助言をいただきました名古屋大学早川義一先生に感謝いたします。

付 録 1

$A(\cdot)$ が $\beta(t)$ のアフィン関数になることを示しておく。まず、図 10 に示すように各要素の状態量を定義し、状態空間表現で表すと次のようになる。

$$Z_m^{-1} \begin{cases} \dot{x}_1 = A_{zm}x_1 + B_{zm}w \\ y_{zm} = C_{zm}x_1 \end{cases} \dots\dots\dots (30)$$

Fig. 10 Augmented plant

$$P_m \begin{cases} \dot{x}_2 = A_{pm}x_2 + B_{pm}(w + u) \\ y_1 = C_{pm}x_2 \end{cases} \dots\dots\dots (31)$$

$$W_m \begin{cases} \dot{x}_3 = A_{wm}x_3 + B_{wm}u \\ z_1 = C_{wm}x_3 + D_{wm}u \end{cases} \dots\dots\dots (32)$$

$$W_z \begin{cases} \dot{x}_4 = A_{wz}x_4 + B_{wz}(y_{zm} - y_1) \\ = B_{wz}C_{zm}x_1 - B_{wz}C_{pm}x_2 + A_{wz}x_4 \\ z_2 = C_{wz}x_4 \end{cases} \dots\dots (33)$$

$$y_2 = w \dots\dots\dots (34)$$

以上の式を整理すると

$$A(\cdot) = \begin{bmatrix} A_{zm} & & & \\ & A_{pm} & & \\ & & A_{wm} & \\ B_{wz}C_{zm} & -B_{wz}C_{pm} & & A_{wz} \end{bmatrix}$$

が得られる。また、 A_{zm} , B_{zm} および C_{zm} は、具体的には次のようになる。

$$A_{zm} = -\frac{\beta(t)Q_m}{\alpha M_m}, B_{zm} = \frac{1}{\alpha M_m}, C_{zm} = 1$$

以上のことから、 $A(\cdot)$ が $\beta(t)$ のアフィン関数となる。

付 録 2

式(11)から補償器の未知パラメータ Θ を分離する。閉ループ行列 A_{cl} , B_{cl} , C_{cl} , D_{cl} は、式(4), (5)から次のように求められる。

$$A_{cl} = \begin{bmatrix} A + B_2D_KC_2 & B_2C_K \\ B_KC_2 & A_K \end{bmatrix}$$

$$B_{cl} = \begin{bmatrix} B_1 + B_2D_KD_{21} \\ B_KD_{21} \end{bmatrix}$$

$$C_{cl} = [C_1 + D_{12}D_KC_2 \quad D_{12}C_K]$$

$$D_{cl} = D_{11} + D_{12}D_KD_{21}$$

さらに、式(12), (13)の記号を導入することで、次のように書き換えられる。

$$\begin{aligned} A_{cl} &= A_0 + \beta \Theta \mathcal{C} & B_{cl} &= B_0 + \beta \Theta \mathcal{D}_{21} \\ C_{cl} &= C_0 + \mathcal{D}_{12} \Theta \mathcal{C} & D_{cl} &= D_{11} + \mathcal{D}_{12} \Theta \mathcal{D}_{21} \end{aligned} \dots\dots\dots (35)$$

式(35)の表現形式を用いることで、式(11)は次のように整理される。

$$\Psi_{X_{cl}} + Q^T \Theta^T \mathcal{P}_{X_{cl}} + \mathcal{P}_{X_{cl}}^T \Theta Q < 0$$

文 献

- (1) Mitsuishi, M., ほか 4 名, Towards Transmission of Operational Environment Information for Telemicrosurgery, *Proc. 1st Int. Symp. Medical Robotics and Computer Assisted Surgery*, (1994), 190-195.
- (2) 佐野明人・藤本英雄, 人間との共存を指向したロボットの機構, 情報処理および制御, 第 1 回 JSME ロボメカ・シンポジウム講演論文集, (1996), 85-90.

- (3) Hogan, N., Impedance Control: An Approach to Manipulation: Part I-III, *Trans. ASME, J. Dyn. Syst. Meas. Control*, **107** (1985), 1-24.
- (4) 坂口正道・佐野明人・古荘純次, H_∞ 制御に基づくロボットアームのインピーダンス制御, *機論*, **62**-596, C(1996), 1503-1509.
- (5) 横小路泰義・吉川恒夫, 理想的な筋運動感覚を与えるマスタ・スレーブマニピュレータのバイラテラル制御, *計測自動制御学会論文集*, **27**-1 (1991), 56-63.
- (6) Raju, G. J., An Experiment in Bilateral Manipulation with Adjustable Impedance, *Proc. Japan-USA Symp. Flexible Autom.*, (1990), 395-399.
- (7) Hannaford, B., A Design Framework for Teleoperators with Kinesthetic Feedback, *IEEE Trans. Robotics and Autom.*, **5**-4 (1989), 426-434.
- (8) Ikeura, R. and Inooka, H., Variable Impedance Control of a Robot for Cooperation with a Human, *Proc. IEEE Int. Conf. Robotics and Autom.*, (1995), 3097-3102.
- (9) 古荘純次・佐野明人・古賀滋雄, 液晶系 ER 流体を用いたロボットアームの H_∞ 制御に基づく高精度位置決め制御, *機論*, **61**-586, C(1995), 2501-2507.
- (10) Sano, A., Furusho, J., Hattori, K. and Nishina, M., Robust Force Control of Manipulators based on H^∞ Control Theory, *Proc. the 3rd Int. Symp. Experimental Robotics*, (1993), 75-86.
- (11) 章国光・古荘純次・佐野明人, H_∞ 制御器を用いたマニピュレータの力制御(関節トルクフィードバックの適用), *機論*, **61**-586, C(1995), 2467-2474.
- (12) Kazerooni, H., Tsay, T.-I. and Hollerbach, K., A Controller Design Framework for Telerobotic Systems, *IEEE Trans. Control Systems Technology*, **1**-1 (1993), 50-62.
- (13) Leung, G. M. H., Francis, B. A. and Apkarian, J., Bilateral Controller for Teleoperators with Time Delay via μ -Synthesis, *IEEE Trans. Robotics and Autom.*, **11**-1 (1995), 105-116.
- (14) 花井貴史・佐野明人・藤本英雄, H_∞ 制御理論に基づくインピーダンス制御(操作力に起因する速度の重要性), *日本機械学会東海支部第 45 期総会講演会論文集*, No. 963-1 (1996), 301-302.
- (15) 美多勉, H_∞ 制御, (1994), 58-61, 昭晃堂.
- (16) 西村秀和・種村英朗・野波健蔵, ゲインスケジュールロバストコントローラを用いた走行クレーンの制御, *日本機械学会* [No. 95-28] 第 4 回「運動と振動の制御」シンポジウム講演論文集, (1995), 124-127.
- (17) Apkarian, P., Biannic, J.-M. and Gahinet, P., Self-Scheduled H_∞ Control of Missile via Linear Matrix Inequalities, *J. Guidance, Control, and Dynamics*, **18**-3 (1995), 532-538.
- (18) Gahinet, P. and Apkarian, P., A Linear Matrix Inequality Approach to H_∞ Control, *Int. J. Robust and Non-linear Control*, **4** (1994), 421-448.
- (19) 原辰次, 線形行列不等式(LMI)に基づくロバスト制御系設計, *SICE セミナーロバスト制御入門テキスト*, (1995), 61-90.
- (20) Boyd, S., Ghaoui, L. EL, Feron, E. and Balakishnan, V., Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory, *SIAM Studies in Applied Mathematics*, **15** (1994), 7-35.
- (21) 小原敦美編, 特集: 数値的最適化アプローチによる制御理論, *システム/制御/情報*, **38**-3 (1994), 111-164.
- (22) Gahinet, P., Nemirovski, A., Laub, A. J. and Chilali, M., *LMI Control Toolbox*, (1995), 40-42, The Math Works, Inc..